

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DE LA  
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M.Ing.

PAR  
LAURENT CHEN

ESTIMATION DES CANAUX ET CONFIGURATION DE MULTIÉGALISEUR  
AU SEIN D'UNE RADIO RECONFIGURABLE PAR LOGICIEL

MONTREAL, LE 24 NOVEMBRE 2005

(c) droits réservés de Laurent Chen

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ  
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. François Gagnon, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Yvon Savaria, codirecteur  
Département de génie électrique à l'École Polytechnique de Montréal

M. Jean Belzile, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Charles Despins, membre du jury  
Président-directeur général de PROMPT-Québec

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC  
LE 17 NOVEMBRE 2005  
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# **ESTIMATION DES CANAUX ET CONFIGURATION DE MULTIÉGALISEUR AU SEIN D'UNE RADIO RECONFIGURABLE PAR LOGICIEL**

Laurent Chen

## **SOMMAIRE**

Le développement grandissant des systèmes de communications numériques sans fil ainsi que l'avènement de technologies hautement programmables permettent de concevoir des systèmes d'une grande complexité. La tendance actuelle des radios reconfigurables par logiciel est de proposer des systèmes performants et autonomes. Dans ce contexte, il apparaît pertinent d'analyser et d'étudier les diverses informations supplémentaires provenant du canal qui semble être une ressource non exploitée pour ensuite reconfigurer le récepteur de manière automatique.

L'étude du dimensionnement des égaliseurs et plus particulièrement de la taille et du pas d'adaptation des égaliseurs a permis d'établir une méthode efficace quant au choix judicieux de ces paramètres. La méthode a été définie selon certaines caractéristiques du canal comme le nombre de trajets ainsi que leurs puissances. Nous considérons le problème d'estimation de canal pour une liaison sans fil afin de permettre au récepteur de connaître des informations du canal nécessaires pour traiter le signal reçu. Ce besoin est donc issu des techniques d'égalisation reconfigurable dont on veut optimiser les performances. Nous démontrons que les performances des égaliseurs sont améliorées en étant configurés de manière efficace lorsqu'ils bénéficient d'informations provenant du canal.

Dans le cadre d'une architecture de multiégaliseur, un module intelligent pourrait prendre les décisions au niveau du choix et du dimensionnement des égaliseurs à utiliser pour obtenir un traitement efficace. Ceci permettra d'utiliser des radios reconfigurables pour une grande variété d'applications mobiles. D'une manière générale, l'estimation des canaux rajoutera donc de l'intelligence dans les systèmes de communications numériques pour permettre à ces derniers de s'adapter automatiquement à divers environnements sans aucune intervention externe, donc de les rendre encore plus autonomes et flexibles.

## REMERCIEMENTS

Je tiens tout particulièrement à remercier Monsieur François Gagnon, Ph.D. pour sa supervision et sa grande expertise qui m'ont permis de réaliser ces travaux dans les meilleures conditions. Je remercie également Monsieur Yvon Savaria, Ph.D. qui m'a fourni un encadrement favorable grâce à sa grande expérience et sa rigueur. Je souhaiterais également remercier mes collègues du Laboratoire de communications et d'intégration de la microélectronique (LACIME) pour leur aide et leurs conseils. Enfin, je souhaite exprimer ma gratitude à ma famille qui m'a offert tout son soutien lors de ma maîtrise.

D'autre part, je remercie les partenaires industriels : Ultra Electronics TCS, PROMPT-Québec et ISR Technologies qui ont permis la réalisation de ce projet.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE .....	i
REMERCIEMENTS .....	ii
TABLE DES MATIÈRES .....	iii
LISTE DES TABLEAUX.....	v
LISTE DES FIGURES.....	vi
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES .....	viii
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 CANAUX DE COMMUNICATIONS.....	3
1.1 Phénomènes de propagation.....	4
1.1.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements .....	4
1.1.2 Décalage fréquentiel de la porteuse (Effet Doppler).....	7
1.2 Classification des modèles de canal et leurs caractéristiques .....	9
1.3 Le modèle du Stanford University Interim (SUI) .....	10
1.3.1 Modèle de pertes de trajet (path loss) .....	11
1.3.2 Caractéristiques des évanouissements .....	12
1.3.2.1 La distribution des évanouissements.....	12
1.3.2.2 Le spectre de Doppler .....	13
1.3.3 Paramètres des canaux SUI.....	14
CHAPITRE 2 SYSTÈME DE COMMUNICATIONS ET ÉGALISATION.....	16
2.1 Définition du système considéré .....	16
2.2 Architectures d'égalisation .....	18
2.2.1 Égaliseur linéaire transverse avec adaptation à l'aide de l'algorithme du gradient stochastique (LTE-LMS) .....	20
2.2.2 Égaliseur linéaire transverse avec adaptation à l'aide de l'algorithme des moindres carrés récursifs (LTE-RLS) .....	21
2.2.3 Égaliseur à retour de décision avec adaptation à l'aide de l'algorithme du gradient stochastique (DFE-LMS).....	23
2.3 Comparaison et discussion sur les égaliseurs.....	24

CHAPITRE 3 ÉTUDE DU PARAMÉTRAGE DES ÉGALISEURS.....	26
3.1 Analyse de la taille des égaliseurs.....	26
3.1.1 Égaliseur LTE-LMS.....	27
3.1.2 Égaliseur DFE-LMS .....	34
3.1.2.1 Filtre avant du DFE-LMS .....	34
3.1.2.2 Filtre arrière du DFE-LMS .....	36
3.2 Analyse du pas d'adaptation.....	39
3.2 Canal avec un trajet unique.....	39
3.2 Canal avec plusieurs trajets.....	42
3.3 Conclusion .....	47
CHAPITRE 4 ÉTUDE DE L'ESTIMATEUR DE CANAL .....	48
4.1 Étude structurelle de l'estimateur .....	49
4.2 Choix de l'estimateur.....	52
4.3 Analyse des résultats.....	53
CHAPITRE 5 CONTRIBUTIONS D'UN ESTIMATEUR POUR L'ÉGALISATION .....	58
5.1 Mise en place des simulations.....	58
5.1.1 Précisions et compléments pour les simulations.....	59
5.1.2 Algorithme de traitement .....	61
5.2 Résultats des analyses pour le LTE-LMS .....	63
5.3 La multiégalisation.....	69
5.3.1 Définition .....	69
5.3.2 Caractéristiques du multiégaliseur selon les paramètres du canal .....	71
5.4 L'estimateur combiné au multiégaliseur .....	73
5.5 Étude complémentaire.....	76
CONCLUSION .....	81
ANNEXE	
1 : Étude de l'algorithme RLS .....	83
BIBLIOGRAPHIE .....	96

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Valeurs des paramètres pour le calcul des pertes de trajet selon le type de terrain..... 12
Tableau II	Caractéristiques des différents scénarios pour les canaux SUI..... 15
Tableau III	Récapitulatif des caractéristiques des égaliseurs..... 24
Tableau IV	Égaliseurs à privilégier selon différents états du canal ..... 72
Tableau V	Choix de l'égaliseur et de ses paramètres selon différents états du canal ..... 75

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Exemple d'une transmission multitrajets ..... 5
Figure 2	Modélisation mathématique des multitrajets ..... 5
Figure 3	Signal reçu pour une impulsion envoyée à travers un canal multitrajet..... 6
Figure 4	Spectre de densité de puissance de Doppler ..... 8
Figure 5	Spectre de densité de puissance de Doppler pour les canaux SUI..... 14
Figure 6	Schéma du système de communication utilisé..... 17
Figure 7	Classification des égaliseurs adaptatifs étudiés ..... 19
Figure 8	Schéma d'implémentation typique d'un filtre LTE-LMS à 4 coefficients..... 21
Figure 9	EQM d'un égaliseur LTE selon sa taille pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire ..... 28
Figure 10	Réponse impulsionnelle d'un égaliseur LTE-LMS pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire ..... 30
Figure 11	EQM d'un égaliseur LTE selon sa taille pour un canal fixe avec un trajet principal et deux trajets secondaires ..... 31
Figure 12	Réponse impulsionnelle d'un égaliseur LTE-LMS pour un canal fixe avec un trajet principal et deux trajets secondaires..... 33
Figure 13	EQM d'un égaliseur DFE selon la taille du filtre avant pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire ..... 35
Figure 14	EQM d'un égaliseur DFE selon la taille du filtre arrière pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire ..... 37
Figure 15	Canal non stationnaire avec un trajet principal ..... 40
Figure 16	Pas d'adaptation optimal en fonction des variations du canal de la figure 15 ..... 41
Figure 17	Canal non stationnaire avec un trajet principal et un trajet secondaire ..... 42
Figure 18	Variations du trajet le plus puissant pour le canal de la figure 17 ..... 45



Figure 19	EQM pour différentes valeurs du pas d'adaptation en fonction des variations du trajet le plus puissant du canal de la figure 18 .....	46
Figure 20	Schéma général d'un filtre adaptatif .....	49
Figure 21	Comparaison entre un égaliseur et un estimateur de canal .....	51
Figure 22	Canal utilisé pour les estimations RLS .....	54
Figure 23	Estimation RLS à l'instant $t = 1s$ .....	55
Figure 24	Estimation RLS à l'instant $t = 5s$ .....	55
Figure 25	Estimation RLS à l'instant $t = 9s$ .....	56
Figure 26	Schéma du système estimateur-égaliseur .....	59
Figure 27	Canal SUI-6 .....	64
Figure 28	Schéma bloc du multiégaliseur .....	70
Figure 29	Schéma du système estimateur-multiégaliseur .....	73
Figure 30	Réponse impulsionnelle du canal .....	78
Figure 31	Réponse impulsionnelle de l'estimateur couvrant complètement le canal .....	78
Figure 32	Réponse impulsionnelle de l'estimateur ne couvrant que partiellement le canal .....	79

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

dB	Décibel
DFE	Decision Feedback Equalizer
EQM	Erreur Quadratique Moyenne (MSE – Mean Square Error)
FBLMS	Frequency-domain Block Least Mean Square
FLTE	Frequency Linear Transversal Equalizer
Hz	Hertz
IES	Interférences Entre Symboles (ISI – Intersymbol Interference)
LMS	Least Mean Square
LOS	Line-of-Sight (Trajet en vue directe)
LTE	Linear Transversal Equalizer
NLOS	Non-Line-of-Sight (Sans trajet en vue directe)
QPSK	Quaternary Phase-Shift Keying
RCCS	Racine Carré du Cosinus Surélevé
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie (FIR – Finite Impulse Response)
RII	Réponse Impulsionnelle Infinie (IIR – Infinite Impulse Response)
RLS	Recursive Least Square
SDR	Software Defined Radio (Radio définie par logiciel)
SNR	Signal-to-Noise Ratio (Rapport Signal à Bruit)
SUI	Stanford University Interim
TEB	Taux d'Erreur Binaire (BER – Bit Error Rate)
TFR	Transformée de Fourier Rapide (FFT – Fast Fourier Transform)

## INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, le domaine des communications sans fil est en constante évolution du fait de la popularité de ce type de système qui offre des avantages très prisés tels que la mobilité, la portabilité, l'accès toujours plus vaste et bien évidemment la diversité des services. Ainsi, on peut citer l'exemple du téléphone cellulaire qui est devenu un outil de communication très répandu et pratique de par son utilisation, et qui de plus, est accessible à tous. D'un point de vue technologique, l'évolution de la microélectronique est un des grands responsables de cet essor des télécommunications. En effet, dans le secteur des télécommunications sans fil de haut débit, les circuits programmables sont souvent utilisés pour leur grande capacité logique et leur rapidité.

Actuellement, la composition d'un récepteur peut devenir très complexe et ce, afin d'obtenir une excellente qualité de service. Dans un tel contexte, l'utilisation d'un égaliseur permet de corriger l'interférence entre symboles (IES) et les évanouissements sélectifs en fréquence causés par les distorsions et la présence de multiples trajets dans le canal (Proakis, 2001). La difficulté à corriger ces effets néfastes des canaux a conduit à concevoir différents égaliseurs efficaces selon le type de canal. D'autre part, ces égaliseurs, qui sont des filtres traitant le signal de façon adaptée au canal, doivent être paramétrés correctement pour une utilisation efficace. Ainsi, il est nécessaire de déterminer le type d'égaliseur efficace ainsi que sa configuration pour un type de canal donné, ce qui demande un réglage manuel préliminaire. En outre, l'environnement dans lequel transitent les signaux varie dans le temps et ses propriétés dépendent d'une multitude de facteurs qui varient également dans le temps. Ces deux constats nous amènent à nous interroger sur l'élaboration d'un module intelligent qui pourrait prendre les décisions et effectuer les configurations de manière automatique et efficace en fonction des conditions du canal sans intervention humaine. Par ailleurs, l'utilisation d'un tel module paraît tout à fait appropriée dans une structure complexe de multiégaliseur pour laquelle une banque d'égaliseurs fonctionne en parallèle, ce qui permet d'obtenir de meilleures performances qu'avec un seul égaliseur (Dumais, 2004).

Il apparaît alors pertinent d'analyser et d'étudier les diverses informations supplémentaires provenant du canal, qui apparaît comme une ressource non exploitée entièrement. L'estimation des canaux devrait donc permettre de rajouter de l'intelligence dans les systèmes de communications numériques et donc de les rendre plus performants. Ainsi, dans la situation actuelle où les radios définies par logiciel (SDR : software-defined radio) sont l'objet de développements intenses, l'ajout d'un module d'égalisation configurable et performant permettrait à ces derniers de s'adapter automatiquement à divers environnement sans aucune intervention externe, et donc, de les rendre encore plus autonomes et flexibles.

Ce mémoire est organisé selon cinq chapitres. Dans un premier temps, le contexte des travaux de recherche sera défini en faisant une analyse des canaux sans fil et en choisissant une modélisation appropriée à nos besoins. Le second chapitre aborde le principe d'égalisation d'une manière générale ce qui permettra dans le chapitre 3 d'effectuer l'analyse du dimensionnement efficace des égaliseurs. Le quatrième chapitre traite l'étude d'un estimateur de canal dans le but d'obtenir des informations du milieu de propagation pour ensuite les utiliser afin de configurer les égaliseurs selon l'étude du chapitre 3. Enfin, les analyses des performances de l'estimateur combiné à un égaliseur seront présentées pour introduire différentes stratégies robustes pour une coopération entre un multiégaliseur et un estimateur de canal.

## CHAPITRE 1

### CANAUX DE COMMUNICATIONS

Dans un système de communications sans fil, les signaux sont transmis à travers un environnement souvent hostile qui détériore de façon marquée les performances du système. Heureusement, depuis plusieurs années, les recherches en télécommunications et en traitement numérique du signal ont permis de développer des techniques permettant d'améliorer ces performances. La modulation, le codage et l'égalisation en sont de bons exemples (Rappaport, 2002). Pour évaluer les performances de telles techniques, une modélisation adéquate du canal doit être réalisée. Pour cela, elle doit représenter le plus fidèlement possible les effets de la réalité physique de l'environnement d'utilisation, soit le canal. En pratique, les phénomènes qui causent de la distorsion sur le signal sont explicables par différents processus physiques de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air. Ces caractéristiques physiques varient d'ailleurs aléatoirement. Ceci a pour effet de faire modifier la réponse impulsionnelle du canal en fonction du temps. Un canal de transmission ayant toujours une bande passante limitée, chaque symbole envoyé est déformé et surtout étalé. À la réception, les symboles successifs sont donc en partie mélangés et leur identification peut devenir difficile (Baudoin & al., 2002).

Cette première partie a pour but de présenter quelques notions sur la modélisation d'un canal de télécommunications. Tout d'abord, les phénomènes de propagation d'une onde électromagnétique dans l'air seront énoncés afin d'expliquer quels sont les effets physiques à modéliser. Les catégories de modèles à évanouissements uniformes et dispersifs en fréquence seront ensuite présentées pour présenter un bref portrait de différents modèles de canaux existants. Enfin, nous verrons les caractéristiques du modèle établi par le Stanford University Interim qui sera utilisé dans notre étude.

## **1.1 Phénomènes de propagation**

### **1.1.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements**

Dans un contexte de liaison sans fil, les signaux transitent à travers des environnements non contrôlés, ce qui oblige la conception de techniques performantes pour faire face à divers phénomènes de propagation des ondes. Aux fréquences qui nous intéressent pour des communications mobiles, les dimensions des obstacles sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Il en résulte des phénomènes complexes de réflexion qui se traduisent par des modifications du signal initial sur des caractéristiques comme l'amplitude et la phase. Le phénomène de réflexion sur des surfaces irrégulières introduit l'émission de plusieurs répliques du signal initial avec des caractéristiques différentes et provoque ainsi des effets non désirables sur le signal envoyé. Ceci introduit également de manière générale un délai des répliques par rapport au temps d'arrivée du trajet principal. De plus, on doit préciser que le phénomène de diffusion est le cas limite d'une réflexion pour laquelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée. Enfin, la diffraction intervient lorsque les dimensions de l'obstacle ne sont plus infiniment grandes devant la longueur de d'onde. Ce phénomène est un événement majeur dans la propagation des signaux pour des communications sans fil en zone urbanisée, où la vue directe (Line-Of-Sight : LOS) entre émetteur et récepteur est une situation exceptionnelle (Baudoin & al., 2002).

Ce sont ces phénomènes de propagation des ondes qui introduisent les multitrajets du signal, qui sont illustrés sur la figure 1.

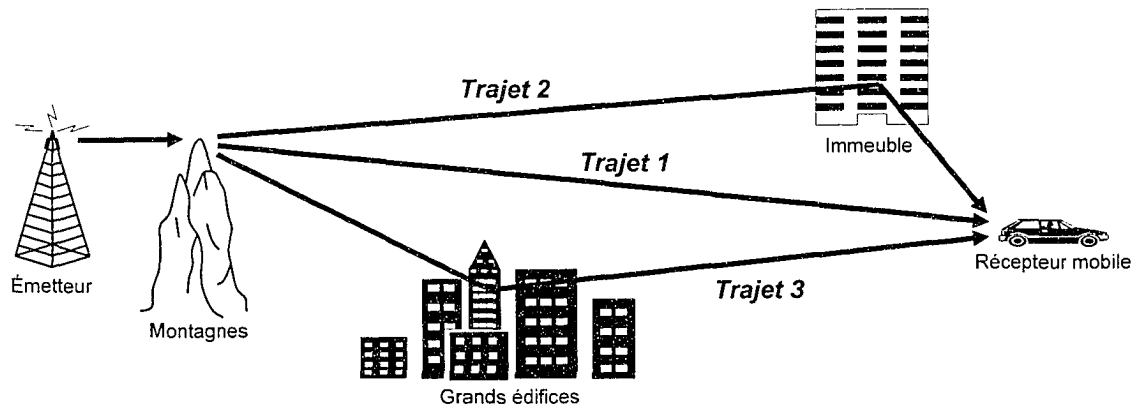


Figure 1 Exemple d'une transmission multitrajet

Au niveau du récepteur, le signal reçu est constitué de plusieurs répliques du signal envoyé à des délais différents avec des caractéristiques en amplitude et en phase propres à chacun des trajets. Mathématiquement, nous pouvons modéliser ces phénomènes par la sommation des répliques du signal auxquelles nous appliquons des distorsions en amplitude en introduisant un délai pour chacune de ces répliques.

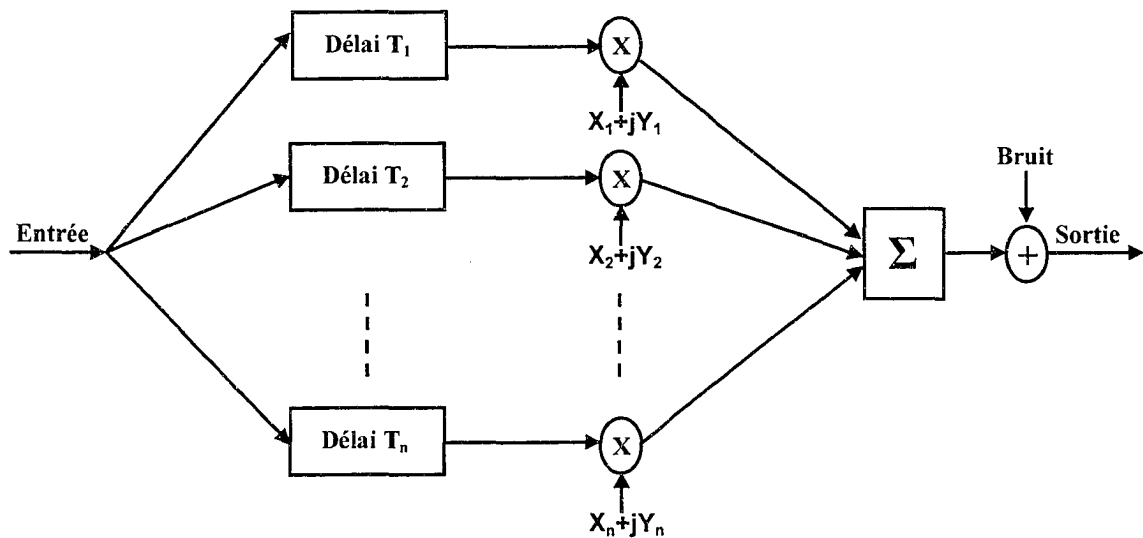


Figure 2 Modélisation mathématique des multitrajets

La figure suivante présente le signal reçu au niveau du récepteur pour une impulsion envoyée.

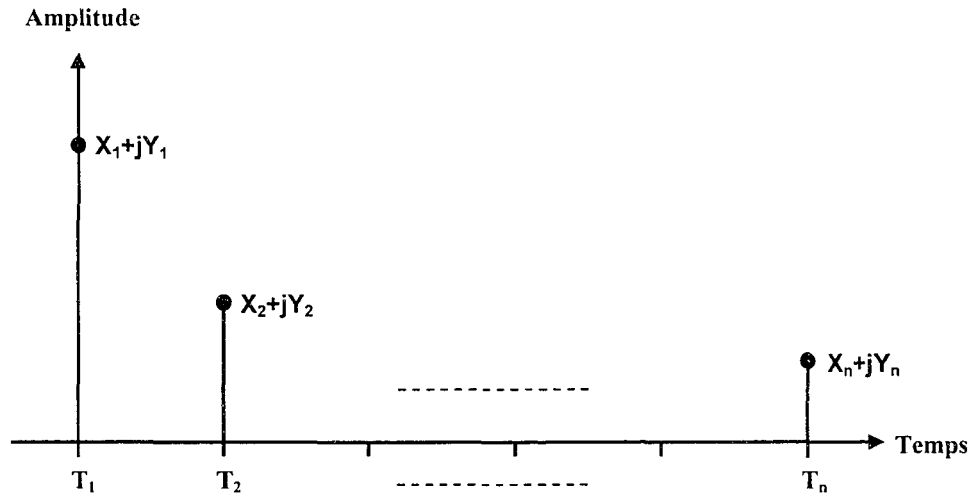


Figure 3 Signal reçu pour une impulsion envoyée à travers un canal multitrajet

On remarque donc sur cette figure que plusieurs répliques du signal initial sont reçues avec des amplitudes et des délais différents. Cette figure correspond à la réponse du canal pour une impulsion envoyée et celle-ci est considérée comme une réponse impulsionnelle finie (RIF).

Ces phénomènes de propagation des ondes peuvent avoir un impact déterminant dans la réception des informations et nécessitent des traitements complexes pour y remédier. Cependant, ces phénomènes de réflexion, diffusion et diffraction ne sont pas les seuls perturbateurs dans notre liaison. Étant donné le contexte de communications sans fil, la mobilité du récepteur introduit ce que l'on dénomme l'effet Doppler.



### 1.1.2 Décalage fréquentiel de la porteuse (Effet Doppler)

Les diverses applications d'intérêt considèrent généralement la mobilité du récepteur et ainsi, la communication entre les terminaux ne s'effectue pas selon un trajet fixe. En effet, le récepteur mobile crée du mouvement entre les deux entités, ce qui provoque un décalage fréquentiel de la porteuse que l'on appelle l'effet Doppler (Rappaport, 2002). D'autre part, des facteurs comme le vent contribuent également à cet effet car ils provoquent des perturbations sur les signaux transmis. L'effet Doppler se mesure principalement en fonction du mouvement du récepteur par rapport à l'émetteur, qui est la plupart du temps considéré comme étant fixe. Le calcul de ce décalage fréquentiel se fait selon la formule suivante :

$$\Delta f = \frac{vf_0}{c} \cos \theta \quad (1.1)$$

- où  $\Delta f$  le décalage fréquentiel,  
 $v$  la vitesse de déplacement du récepteur mobile,  
 $f_0$  la fréquence porteuse,  
 $c$  la vitesse de propagation de la lumière ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ),  
 $\theta$  l'angle de réception signal au récepteur par rapport à l'horizontal.

Le décalage maximum dû à l'effet Doppler qui peut se produire est donc :

$$f_{\max} = \frac{vf_0}{c} \quad (1.2)$$

La modélisation généralement utilisée pour représenter ce phénomène est le modèle de Jakes (Jakes, 1974) dont le spectre de densité de puissance s'exprime ainsi :

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - \left( \frac{f - f_0}{f_{\max}} \right)^2}} \quad \text{où } (f_0 + f_{\max}) > f > (f_0 - f_{\max}) \quad (1.3)$$

On peut représenter graphiquement la densité spectrale de puissance de ce phénomène tel qu'illustré à la figure 4.

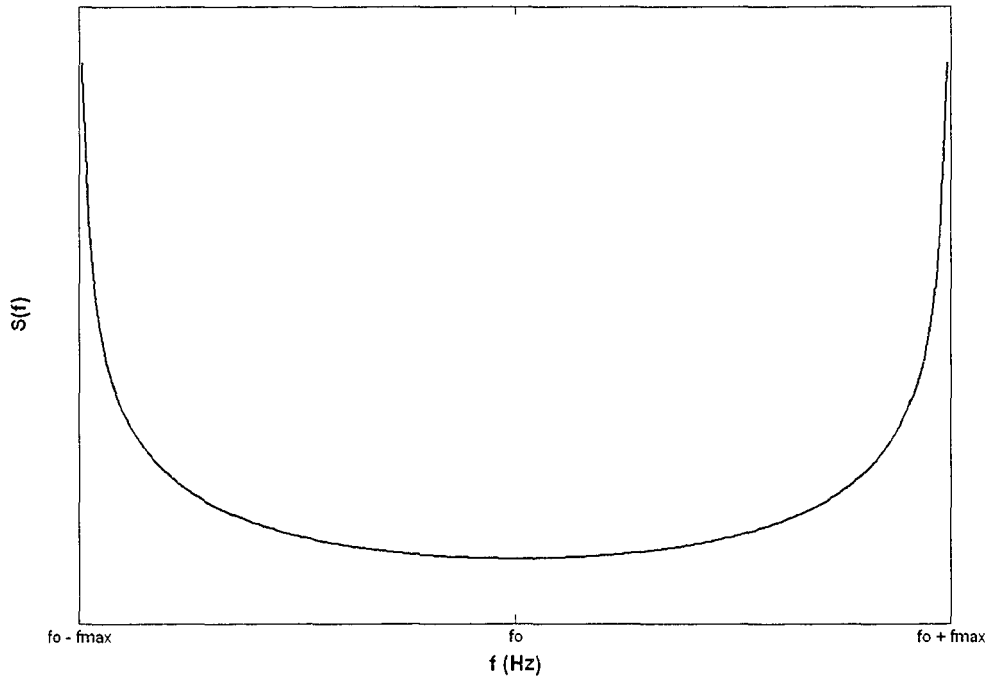


Figure 4 Spectre de densité de puissance de Doppler

On remarque ici que le spectre n'est pas constant et que des effets néfastes apparaissent au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence porteuse. Cette figure est la représentation générale du modèle de Jakes pour montrer le type de phénomène qu'est l'effet Doppler. Cependant, pour chaque cas particulier, le spectre ne sera pas nécessairement identique à celui-ci mais aura du moins une certaine similitude.

## 1.2 Classification des modèles de canal et leurs caractéristiques

La modélisation de canal est un sujet particulièrement étudié du fait qu'en général, dans les communications mobiles, cet élément est néfaste au bon fonctionnement de la liaison. En effet, l'émetteur ainsi que le récepteur sont des éléments connus par le concepteur. Toutefois, au niveau du canal, les informations le concernant sont généralement limitées et des hypothèses doivent être supposées. C'est d'ailleurs pour atteindre un traitement efficace ou quasi-optimal des perturbations du canal que les systèmes de communications actuels sont complexes. L'élaboration d'un système dépend donc principalement de l'état du canal considéré, ce qui rend sa modélisation très importante. Ces études ont donc abouti à de nombreux modèles de canaux dépendant du contexte de la communication et de toutes les hypothèses formulées. En effet, il existe une infinité de situations différentes mais, on peut utiliser des modèles ou gabarits pour classer ces environnements selon leur nature, comme par exemple un milieu urbain, rural, montagneux, forestier... Ainsi, dans la plupart des cas, nous retrouvons les effets de multitrajet provoqués par les phénomènes de propagation des ondes.

Une caractéristique très importante dans la modélisation de canal est la considération d'un des trajets qui est en vue directe (Line-Of-Sight : LOS). Cette caractéristique est une des hypothèses principales dans l'élaboration du récepteur. Naturellement, nous avons la situation où l'on suppose qu'il n'y a pas de trajet en vue directe (Non-Line-Of-Sight : NLOS), ce qui est fréquemment le cas dans des contextes de communications mobiles (Rappaport, 2002).

L'hypothèse la plus importante dans la modélisation de canal est la nature des évanouissements. En effet, dans une première catégorie, nous avons les évanouissements uniformes en fréquence (flat fading) (Rappaport, 2002), qui se traduisent par une réponse en fréquence constante et une phase linéaire pour une largeur de bande plus

grande que celle du signal transmis; c'est donc un canal à large bande. L'étalement du délai (delay spread) y est inférieur à la période d'un symbole. Les modèles pour des évanouissements uniformes en fréquence communément utilisés (Rappaport, 2002) sont ceux de Rayleigh pour des cas sans trajet en vue directe, et celui de Rice quand le canal comprend un trajet en vue directe.

La seconde catégorie est celle des modèles à évanouissements dispersifs en fréquence (dispersive fading) (Rappaport, 2002). Dans ce cas, les caractéristiques de gain constant avec une phase linéaire sont valides pour une largeur de bande inférieure à celle des symboles. Ainsi, l'étalement du délai sera supérieur à la durée d'un symbole ce qui provoquera un empiètement des différentes répliques du signal entre elles. Ceci crée de ce fait des effets constructifs et destructifs sur le signal, ce que l'on appelle les interférences entre symboles (IES). Pour les modèles à évanouissements dispersifs en fréquence, le modèle de Rummmler (Rummmler, Coutts, Liniger, 1986) qui considère un trajet en vue directe est généralement utilisé.

Il est donc nécessaire de faire le choix d'un modèle particulier pour effectuer l'élaboration de notre système. Cependant, un modèle de canal représente un cas bien défini dans un contexte de communications mobiles. Par contre, il est difficile d'accepter qu'il n'y aura qu'un seul cas de figure. Un groupe de travail a donc été mis en place pour étudier spécifiquement les modèles de canaux sans fil, pour tenter de créer un modèle représentant la plupart des situations rencontrées. C'est le modèle du Stanford University Interim (SUI) que l'on présente dans la suite de ce chapitre.

### **1.3 Le modèle du Stanford University Interim (SUI)**

Une requête importante pour accéder à la technologie pour des applications sans fil est d'avoir une description fidèle du canal avec lequel on travaille. Généralement, les modèles de canaux utilisés dépendent fortement de l'application sans fil étudiée. Nous

considérons donc un ensemble de modèles de propagation applicable à des architectures multicellulaire. Ces modèles prennent bien évidemment en considération tous les facteurs énoncés précédemment comme les phénomènes de propagation des ondes provoquant le multitrajet, les effets Doppler, les caractéristiques des évanouissements ainsi que les interférences entre symboles.

### 1.3.1 Modèle de pertes de trajet (path loss)

Le modèle utilisé (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al., 2003) couvre les trois types de terrains principalement rencontrés aux États-Unis. La catégorie A, comportant des pertes de trajet élevées, est celle d'un terrain montagneux avec une densité d'arbres allant de modérée à élevée. A l'inverse, la catégorie C caractérise un terrain relativement plat et une faible densité d'arbres. La catégorie B est donc pour les pertes de trajets intermédiaires. Ces données ont été prises par *AT&T Wireless Services* en 1995 dans des environnements macrocellulaires aux États-Unis. La perte de trajet médiane est calculée par la formule suivante :

$$PL = A + 10\gamma \log_{10}(d/d_0) + s \text{ pour } d > d_0 \quad (1.4)$$

où  $d_0$  est une distance de référence égale à 100m,  $A = 20 \log_{10}(4\pi d_0 / \lambda)$ ,  $\lambda$  est la longueur d'onde en mètres,  $\gamma = (a - bh_b + c/h_b)$  pour une hauteur d'antenne ( $h_b$ ) entre 10m et 80m et  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont des constantes qui dépendent de la catégorie du terrain dont les valeurs sont présentés dans le tableau I.

Tableau I

Valeurs des paramètres pour le calcul des pertes de trajet  
selon le type de terrain

Paramètre du modèle	Terrain de type A	Terrain de type B	Terrain de type C
<b>a</b>	4,6	4	3,6
<b>b</b>	0,0075	0,0065	0,005
<b>c</b>	12,6	17,1	20

### 1.3.2 Caractéristiques des évanouissements

L'effet des trajets multiples cause donc des effets constructifs et destructifs sur le signal reçu, ce qui cause des évanouissements de puissance. Dans le cas du modèle SUI, deux phénomènes caractérisent ceci. D'abord, c'est le facteur de Rice (facteur  $K$ ) qui modifie la distribution aléatoire des évanouissements et ensuite, l'effet Doppler qui est considéré pour représenter le mouvement entre les antennes.

#### 1.3.2.1 La distribution des évanouissements

Les évanouissements de ce modèle suivent une distribution de Rice. Le principal paramètre qui définit cette densité de probabilité est le facteur  $K$ . Il représente le rapport entre la puissance du trajet direct et celle des autres chemins de propagation. Le modèle est inspiré de (Baum & al, 2000) et il est défini par :

$$K = F_s F_h F_b K_o d^{\gamma} u \quad (1.5)$$

où  $F_s$  est le facteur de saison :  $F_s = 1.0$  correspond à l'été (environnement avec présence de feuillage) et  $F_s = 2.5$  à l'hiver. Ensuite,  $F_h$  est un facteur dépendant de la hauteur de l'antenne du récepteur  $h$  (en mètre) et  $F_h = (h/3)^{0.46}$ .  $F_b$  est le facteur de largeur du faisceau qui dépend de l'angle  $b$  et  $F_b = (b/17)^{-0.62}$ . Finalement,  $K_0 = 10$  et  $\gamma = -0.5$  sont des coefficients de régression et  $u$  est une variable lognormal avec une moyenne de 0dB et un écart-type de 8dB.

### 1.3.2.2 Le spectre de Doppler

Dans le cas SUI, ce n'est pas le spectre de densité de puissance du modèle de Jakes qui est utilisé. Ceci est dû au fait que la communication n'est pas mobile. Dans une communication à point fixe, l'effet Doppler représente plutôt le mouvement que peuvent avoir les antennes entre elles ainsi que celui du milieu de propagation. En effet, une antenne placée à une certaine hauteur aura nécessairement un léger mouvement. La fréquence maximale de Doppler ( $f_{\max}$ ) est donc plutôt faible par rapport aux communications mobiles. Ce qui influence le spectre de Doppler c'est le vent combiné au feuillage, à la fréquence de la porteuse et au trafic hertzien. Le spectre est caractérisé par :

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1,72 \left( \frac{f}{f_{\max}} \right)^2 + 0,785 \left( \frac{f}{f_{\max}} \right)^4 & |f| \leq f_{\max} \\ 0 & |f| > f_{\max} \end{cases} \quad (1.6)$$

Ce modèle mathématique fut défini suite à des mesures prises à 2.5GHz (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al., 2003). Graphiquement, le spectre est présenté sur la figure 5 :

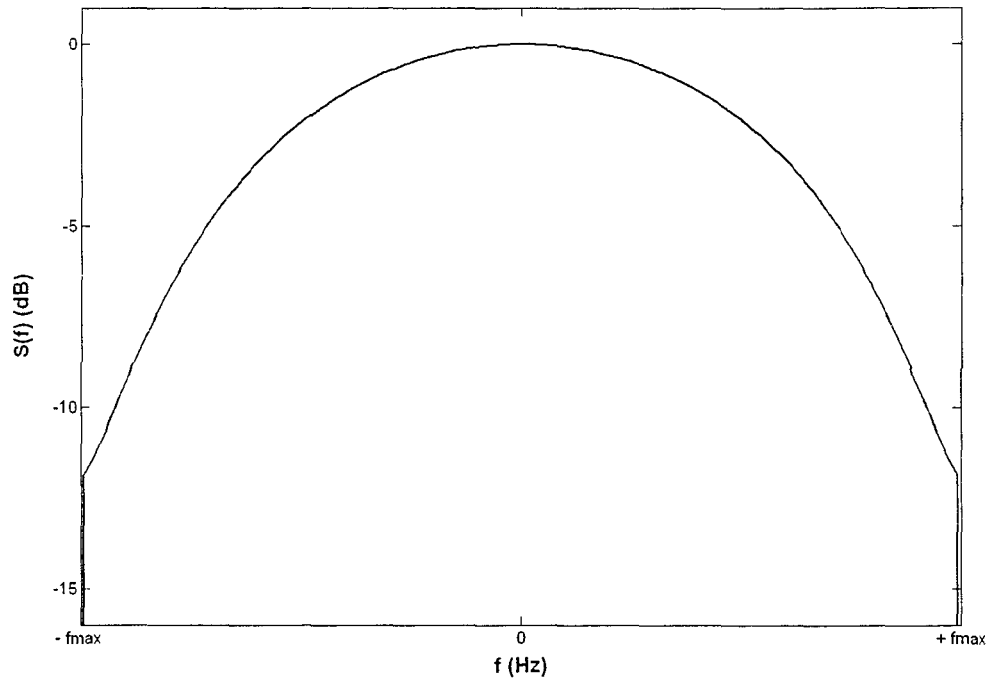


Figure 5 Spectre de densité de puissance de Doppler pour les canaux SUI

### 1.3.3 Paramètres des canaux SUI

Pour contrôler et faire varier les conditions du canal, différents paramètres sont définis par le modèle. Dans un premier temps, les caractéristiques de chaque trajet comme les puissances et les délais ainsi que la puissance relative au premier trajet doivent être fixées. On suppose que le premier trajet est la référence et correspond ainsi au temps  $t=0$ . Ces paramètres permettent de définir les aspects de la propagation multitrajet du signal. À partir de ceci, l'étalement du délai peut être calculé. D'autre part, comme mentionné précédemment, le facteur  $K$  est un paramètre qui permet de définir le rapport entre la puissance du trajet principal et la puissance des trajets aléatoires. Pour faciliter l'ajustement des paramètres, la documentation du modèle SUI présente six scénarios prédéfinis pour un canal à trois trajets. Ils tiennent compte de conditions de canal très variables. Le Tableau II illustre de manière globale et simplifiée les caractéristiques de chaque scénario.



Tableau II

Caractéristiques des différents scénarios pour les canaux SUI

Canal	Effet Doppler	Facteur K	Étalement du délai	Type de terrain
SUI-1	Faible	Élevée	Faible	C
SUI-2	Faible	Élevée	Faible	C
SUI-3	Faible	Faible	Faible	B
SUI-4	Élevée	Faible	Modérée	B
SUI-5	Faible	Faible	Élevée	A
SUI-6	Élevée	Faible	Élevée	A

*A : terrain montagneux avec une densité d'arbres allant de modérée à élevée et pertes de trajet élevées*

*B : pertes de trajets intermédiaires*

*C : terrain relativement plat avec une faible densité d'arbres*

Le tableau contient les caractéristiques globales de chaque canal mais les spécifications détaillées des différents modèles de canaux SUI peuvent être retrouvées dans la référence citée (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al., 2003).

Il est donc possible de créer des scénarios divers avec plus ou moins de trajets et avec les caractéristiques désirées en s'inspirant de ces modèles.

## CHAPITRE 2

### SYSTÈME DE COMMUNICATIONS ET ÉGALISATION

Pour faire face à des canaux perturbés, des systèmes complexes d'émetteur et de récepteur ont été mis en place avec des techniques performantes. En effet, chaque système a sa particularité dépendant de l'utilisation, du contexte, des traitements à privilégier... Dans notre cas, l'objectif n'est pas de concevoir un système complet mais plutôt une partie qui se rapporte à un traitement bien défini qui est l'égalisation. Nous avons cependant besoin d'un système pour faire l'étude de notre module. Une brève description du système utilisé est tout d'abord fournie ce qui permettra ensuite de mieux cibler notre sujet d'intérêt. Une revue des différentes architectures d'égaliseur est effectuée en mettant en évidence les caractéristiques propres à chacune, puis une comparaison de ces modèles sera énoncée.

#### 2.1 Définition du système considéré

Le système que l'on utilise pour nos simulations reste relativement commun. En effet, la composition de celui-ci comporte des modules généralement utilisés dans la plupart des systèmes de communication. La figure 6 nous permet d'avoir une vue d'ensemble du système utilisé.

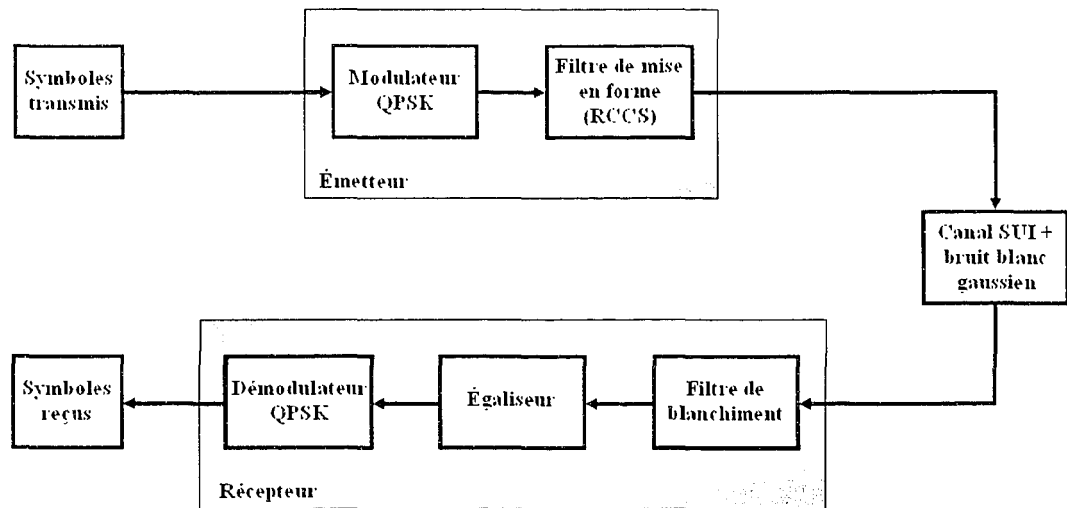


Figure 6 Schéma du système de communications utilisé

Les informations sont transmises à l'émetteur composé d'un modulateur QPSK (Quaternary Phase-Shift Keying), qui permet de transformer les données en signaux physiques portant l'information d'une façon bien adaptée au canal (Proakis, 2001). Ceci permet également une meilleure résistance au bruit. Un filtre de mise en forme ou filtre d'émission efficace est le filtre à racine carrée du cosinus surélevé (RCCS) (Châtelain, 2005), qui limite le spectre du signal émis en concentrant l'énergie autour de la fréquence porteuse. Ce filtre permet de limiter l'interférence entre symboles en réduisant la largeur des signaux. On peut trouver une étude détaillée de ce filtre à la référence citée. Ces différents éléments constituent donc l'émetteur qui transmet les signaux à travers le canal que l'on a choisi de type SUI. Bien évidemment, comme dans toutes les communications, la présence du bruit est inévitable.

Enfin, c'est le récepteur qui reçoit les signaux afin de les traiter et d'en récupérer l'information. Celui-ci se compose tout d'abord d'un filtre qui limite la puissance du bruit induit par le canal de transmission. Ensuite, l'égaliseur permet de corriger les effets néfastes du canal et plus particulièrement les interférences entre symboles. C'est sur ce module que nous concentrons notre étude dans la partie suivante. Enfin, nous retrouvons

le démodulateur QPSK en fin de chaîne qui détecte l'information. Cette description est quelque peu simplifiée et nous précisons uniquement les modules principaux pour des raisons de clarté. De plus, le codage de canal n'est pas considéré dans ce travail. Cependant, la description de notre chaîne de transmission est bien caractéristique des systèmes rencontrés et nous permet d'avoir une vue d'ensemble réaliste de tout le système.

## 2.2 Architectures d'égalisation

Les divers phénomènes et obstacles dans l'environnement de communications affectent les informations envoyées et ceux-ci provoquent également le phénomène d'interférences entre symboles, qui consiste en un chevauchement partiel de certains symboles adjacents, produisant donc des effets constructifs et destructifs sur le signal (Rappaport 2002). En principe, si le canal est parfaitement connu, il est possible de rendre l'interférence entre symboles arbitrairement faible, ou même de l'éliminer complètement en utilisant une paire de filtres de mise en forme à l'émission et à la réception. En pratique, on ne connaît que très rarement les caractéristiques exactes du canal, et tout au plus on ne connaît que des valeurs moyennes de ses caractéristiques. Par ailleurs, il subsiste des erreurs dans la correction de l'interférence entre symboles suite au traitement des filtres de mise en forme en raison des imperfections sur leurs implémentations. L'égalisation est le traitement qui permet de corriger ces perturbations sur le signal. Des égaliseurs classiques comme l'égaliseur transverse par « zero forcing », l'égaliseur à erreur quadratique minimale ou encore l'égaliseur à maximum de vraisemblance (algorithme de Viterbi) souffrent de deux limitations communes : d'une part, ils imposent une charge de calcul importante, et d'autre part ces égaliseurs ont un caractère « statique » (Baudoin & al., 2002). En effet, le canal est le plus souvent non seulement inconnu, mais variable dans le temps. On doit alors utiliser des périodes de « mise à jour » où l'on émet des séquences d'apprentissage afin de recalculer les coefficients de l'égaliseur, mais cela n'empêche cependant pas les performances de se

dégrader entre deux étapes de mise à jour. C'est pour ces raisons qu'on utilise souvent les méthodes adaptatives qui permettent de résoudre simultanément les problèmes liés à la méconnaissance du canal et à son caractère évolutif (Haykin, 2002). Dans notre cas, nous allons étudier les différentes architectures d'égaliseurs adaptatifs classées à la figure 7. Notons ici que les performances que nous obtiendrons ne comprennent que l'aspect égalisation, et qu'il est possible d'améliorer notablement ces taux d'erreur en utilisant un codage de canal par exemple.

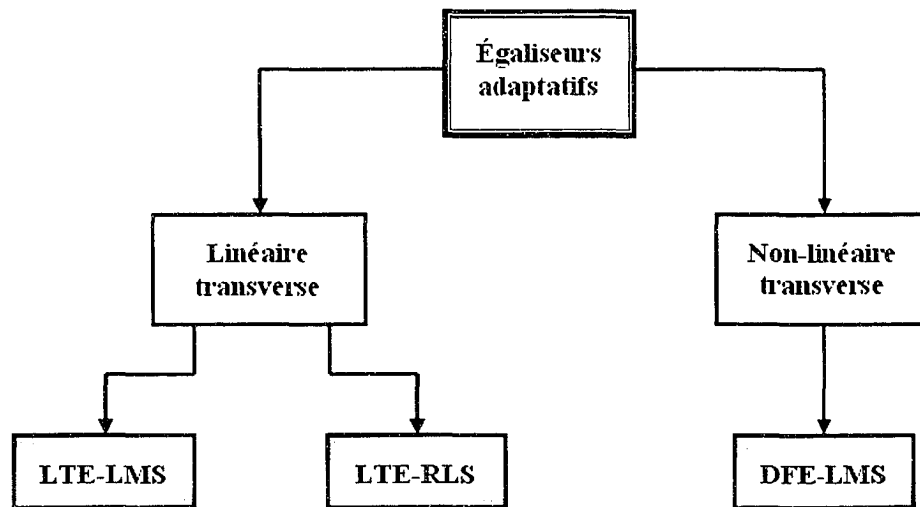


Figure 7 Classification des égaliseurs adaptatifs étudiés

Nous remarquons dans cette classification des égaliseurs adaptatifs, séparés en deux catégories selon la linéarité de leurs structures. Ceux-ci sont décrits aux sous-sections suivantes.

### 2.2.1 Égaliseur linéaire transverse avec adaptation à l'aide de l'algorithme du gradient stochastique (LTE-LMS)

Le filtre LTE-LMS (Linear Transversal Equalizer – Least Mean Square) est l'égaliseur adaptatif de base qui va nous permettre de voir les principes d'un filtre adaptatif au travers d'un algorithme relativement simple. Mathématiquement, le filtrage se calcule de la manière suivante (Haykin, 2002) :

1. Calcul de la sortie du filtre :

$$y(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n) \mathbf{u}(n) \quad (2.1)$$

2. Calcul de l'erreur :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.2)$$

3. Mise à jour des coefficients :

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n) \quad (2.3)$$

où  $y(n)$  la sortie du filtre,  
 $\hat{\mathbf{w}}(n)$  le vecteur coefficient du filtre,  
 $\mathbf{u}(n)$  le vecteur entrée du filtre,  
 $e(n)$  l'erreur calculée,  
 $d(n)$  le signal désiré,  
 $\mu$  le pas d'adaptation.

Le schéma d'implémentation typique d'un filtre LTE-LMS se compose d'un FIR classique, suivi du calcul de l'erreur et se termine par la mise à jour des coefficients.

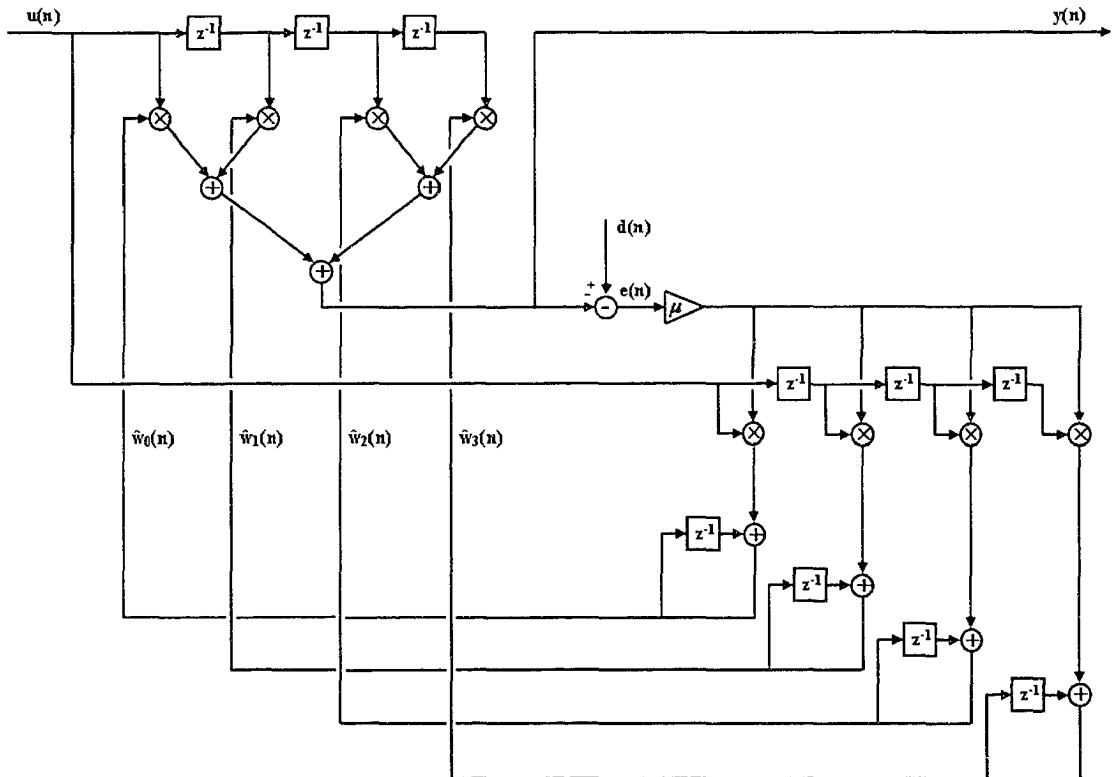


Figure 8 Schéma d'implémentation typique d'un filtre LTE-LMS à 4 coefficients

La convergence de l'égaliseur LTE-LMS est plutôt lente avec cet algorithme, mais sa complexité mathématique en nombre de multiplications est relativement faible, elle est de  $O(N)$  par itération où  $N$  est le nombre de coefficients (Haykin, 1984). Il a donc l'avantage d'être facile à implémenter car il ne nécessite pas beaucoup de ressources matérielles.

### 2.2.2 Égaliseur linéaire transverse avec adaptation à l'aide de l'algorithme des moindres carrés récurrents (LTE-RLS)

L'égaliseur précédent utilise un algorithme très simple à implémenter, parfaitement stable numériquement et très peu coûteux. Cependant, l'inconvénient est sa rapidité de

convergence qui est relativement lente. Lorsque l'application nécessite une rapidité de convergence plus importante, on peut utiliser un algorithme du second ordre, comme l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS : Recursive least squares) (Haykin, 2002). Cet algorithme récursif tient compte des statistiques accumulées pour effectuer ses calculs. C'est un algorithme très populaire car il permet d'obtenir des performances très attrayantes en terme de rapidité de convergence.

L'algorithme RLS s'exécute de la manière suivante (une version détaillée de l'algorithme peut être retrouvée en annexe) :

1. Calcul du gain de Kalman :

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (2.4)$$

2. Calcul de la matrice de corrélation inverse de  $\mathbf{u}(n)$  :

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (2.5)$$

3. Calcul de l'erreur :

$$\xi(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (2.6)$$

4. Mise à jour des coefficients :

$$\hat{\mathbf{w}}^H(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n) \quad (2.7)$$



où  $\mathbf{k}(n)$  le gain de Kalman,  
 $\mathbf{P}(n)$  la matrice de corrélation inverse de  $\mathbf{u}(n)$ ,  
 $\mathbf{u}(n)$  le vecteur entrée du filtre,  
 $\lambda$  le facteur d'oubli,  
 $\xi(n)$  l'erreur calculée,  
 $d(n)$  le signal désiré,  
 $\hat{\mathbf{w}}(n)$  le vecteur coefficient du filtre.

Cet algorithme converge nettement plus vite que l'algorithme du gradient stochastique, mais il est également plus coûteux, car sa complexité mathématique en nombre de multiplications est de l'ordre de  $O(N^2)$  par itération (Haykin, 1984). Ainsi, lorsqu'une application nécessite un long filtre avec beaucoup de coefficients, il est aussitôt difficile de faire appel à ce filtre LTE-RLS très performant.

### 2.2.3 Égaliseur à retour de décision avec adaptation à l'aide de l'algorithme du gradient stochastique (DFE-LMS)

Les deux égaliseurs précédents utilisaient des structures linéaires avec un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) pour lequel l'algorithme d'adaptation ajustait les coefficients du filtre. Ici, l'idée est d'ajouter un filtre arrière permettant d'effectuer un second traitement après le filtrage du RIF pour améliorer les performances. C'est donc un second filtre pour lequel les coefficients sont calculés en fonction de la décision précédente, ce qui implique donc une récursivité à la structure. Ainsi, la structure générale de l'égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer) (Sampei, 1997) n'est plus un filtre à réponse impulsionnelle finie mais plutôt un filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII). Bien évidemment, celle-ci est généralement plus performante qu'une structure linéaire transverse, mais elle est plus complexe et surtout, sa nature récursive peut rendre le filtre instable et faire diverger l'adaptation de l'égaliseur. Pour quantifier sa

complexité, cet égaliseur utilise également l'algorithme du gradient stochastique (LMS) et a ainsi la même complexité que le LTE-LMS en considérant que la longueur totale du filtre est  $N'$  ( $=M+N$ ),  $M$  étant la taille du filtre avant et  $N$  celle du filtre arrière.

### 2.3 Comparaison et discussion sur les égaliseurs

Nous avons donc vu les principales architectures des égaliseurs adaptatifs et ceci amène à avoir une vue d'ensemble de ces structures pour permettre une comparaison directe entre ces derniers et voir leurs points forts ainsi que leurs points faibles par rapport aux autres.

Tableau III

Récapitulatif des caractéristiques des égaliseurs

Égaliseur	Convergence et poursuite	Complexité par itération
<b>LTE-LMS</b>	Lente	Faible $O(N)$
<b>LTE-RLS</b>	Rapide	Élevée $O(N^2)$
<b>DFE-LMS</b>	Lente	Faible $O(N')$

Les égaliseurs étudiés ont chacun des caractéristiques différentes et le choix de l'égaliseur à utiliser dépend de beaucoup de facteurs (spécifications) comme le contexte, les ressources, les résultats recherchés...

Le LTE-RLS, qui converge rapidement, sera privilégié pour des conditions de canal difficiles avec de brusques variations. Par contre, celui-ci peut diverger de par la récursivité de son algorithme. Ainsi, si l'on veut assurer une stabilité, même si la

convergence est plutôt lente, on optera pour le LTE-LMS qui a également l'avantage de requérir relativement peu de ressources matérielles comparé au LTE-RLS. Si le choix de l'égaliseur se fait en fonction des ressources matérielles, le DFE-LMS est un candidat également intéressant. Il se différencie du LTE-LMS par la récursivité de sa structure qui procure la plupart du temps, de meilleures performances que le filtre linéaire.

Au niveau des algorithmes, la vitesse moyenne de convergence du RLS (moins de  $2N$  itérations) est beaucoup plus rapide que pour un LMS (environ  $20N$  itérations) (Haykin, 1984). Ceci dit, ces performances sont justifiées par la complexité mathématique du RLS qui est nettement plus coûteux que le LMS, et la différence est d'autant plus importante que la taille est grande.

Aussi, il est important de considérer que pour des tailles de filtres plutôt élevées, même le filtre LTE-LMS qui est le moins onéreux est relativement coûteux. Ainsi, il faut envisager des alternatives pour de très grandes tailles de filtre, pour lesquelles on ne pourrait se permettre une implantation matérielle, malgré la complexité relativement faible de cet égaliseur. En considérant le besoin d'une grande taille de filtre, 256 coefficients par exemple, le coût serait très élevé, même pour cet égaliseur LTE-LMS qui est le plus simple et le moins coûteux des égaliseurs adaptatifs. Ainsi, la réalisation fréquentielle pourrait être avantageuse au niveau du coût en nombre d'opérations, car le filtrage est réalisé par convolution, et il peut être effectué par de simples multiplications élément par élément, ce qui réduit grandement la complexité. Par contre, un égaliseur fréquentiel implique l'utilisation de la Transformée de Fourier Rapide (TFR) pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. C'est donc exactement le même égaliseur LTE-LMS, sauf que la réalisation est dans le domaine fréquentiel. Les détails sur la réalisation et l'analyse de la complexité du filtre dans le domaine fréquentiel (FLTE-FBLMS : Frequency-domain Linear Transversal Equalizer – Frequency Block Least Mean Square) sont développés dans la référence (Haykin, 2002).

## CHAPITRE 3

### ÉTUDE DU PARAMÉTRAGE DES ÉGALISEURS

Au niveau du récepteur d'une radio, c'est le concept d'égalisation qui est utilisé pour corriger les effets néfastes du canal variant dans le temps comme nous venons de le voir. Aussi, tous ces égaliseurs requièrent le choix d'une taille. En pratique, les concepteurs effectuent des tests pour une application donnée et retiennent la configuration qui offre les meilleurs résultats. D'autre part, le second paramètre à définir pour le concepteur est le pas d'adaptation des ces égaliseurs. Ce facteur est généralement défini de manière expérimentale et garde ensuite la valeur fixe choisie. En effet, c'est une étape qui demande un réglage manuel laissé au jugement propre du concepteur et ceci est récurrent à chaque scénario différent. Nous effectuons donc tout d'abord une étude du paramétrage des égaliseurs vus précédemment pour éclaircir la façon de les configurer. Bien entendu, le but de cette étude est de voir si un paramétrage est mieux qu'un autre et de comprendre de façon théorique la manière de choisir ces configurations. Nous étudions aussi le comportement des égaliseurs face aux différentes conditions du canal, et enfin, nous analysons les résultats obtenus pour tenter d'en tirer des règles de conception pertinentes.

#### 3.1 Analyse de la taille des égaliseurs

L'égaliseur est un filtre de longueur finie et de ce fait, il a une taille déterminée. Ainsi, le choix de la valeur de ce paramètre s'impose. Pour des applications d'annulation d'écho, il a été montré que pour qu'il y ait une convergence du filtre, il était nécessaire que la longueur du filtre soit égale ou plus grande que la longueur de la réponse impulsionnelle de l'écho (Chen, Wang, 1990). Plus cette dernière est grande et plus elle permet de corriger de longues réponses impulsionnelles correspondant à de longs échos, ainsi l'effet inverse se produit pour de petites tailles d'égaliseurs. Nous allons analyser l'effet

de la taille en fonction des propriétés des canaux que nous allons utiliser pour effectuer ces tests. Nous commencerons par analyser la structure linéaire transverse et ensuite, la structure récursive. Notre attention ne porte pas sur l'algorithme d'adaptation de ces filtres mais uniquement sur leurs structures. En effet, l'algorithme utilisé n'influence pas le comportement des filtres quant à leurs tailles. Nous étudierons donc uniquement l'égaliseur LTE-LMS pour lequel on pourra étendre les résultats au LTE-RLS et ensuite, nous analysons la structure complexe du DFE-LMS.

### 3.1.1 Égaliseur LTE-LMS

Nous allons donc effectuer une étude comparative selon différentes tailles d'égaliseur dans un contexte où il y a des trajets secondaires. Le critère de comparaison utilisé sera l'erreur quadratique moyenne (EQM / MSE : mean square error) car celle-ci représente la différence entre le signal obtenu après filtrage et le signal après décision. Ceci permet d'avoir une certaine idée de la performance d'un égaliseur, puisqu'elle met directement en évidence l'ajustement de celui-ci par rapport au signal désiré. Nous considérons ici un canal multitrajet relativement simple avec un trajet principal sans retard, de puissance unitaire et un trajet secondaire fixe avec un retard de 20 symboles et une puissance réduite et constante. L'égaliseur utilisé est un égaliseur LTE-LMS qui est l'égaliseur adaptatif le plus simple, mais qui permettra d'inférer les principes de bases. Plusieurs puissances différentes du trajet secondaire sont présentées afin d'effectuer des comparaisons. La figure 9 présente donc les résultats obtenus lors de simulations représentatives.

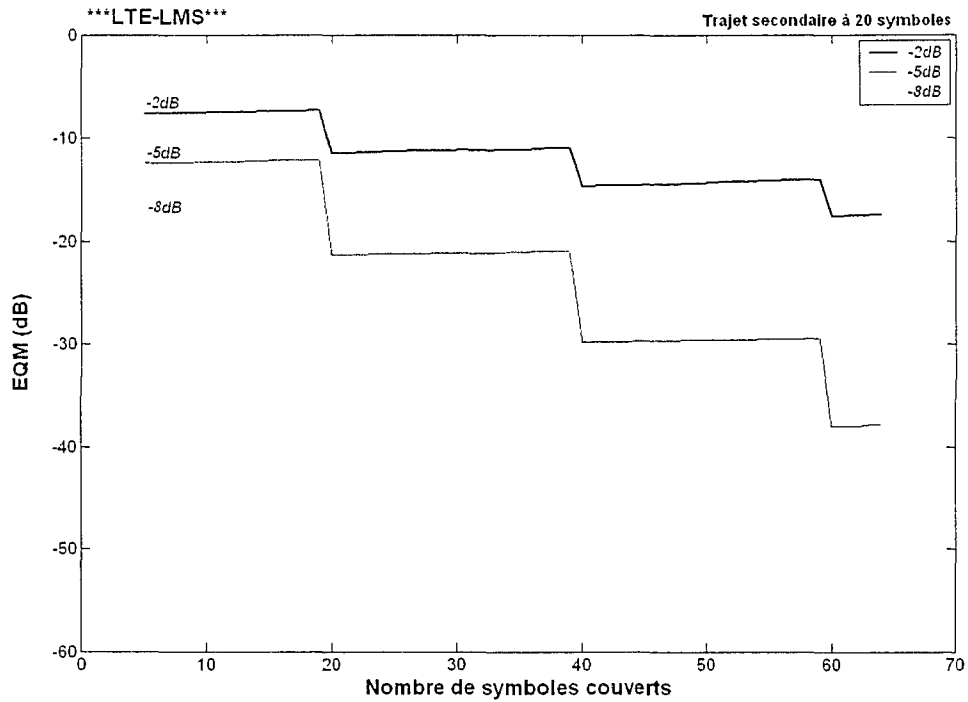


Figure 9 EQM d'un égaliseur LTE-LMS selon sa taille pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire

Sur cette figure, il y a une amélioration très significative des performances lorsque la taille de l'égaliseur peut couvrir la longueur de l'écho présent. En effet, il est possible de constater la réduction de l'erreur quadratique moyenne lorsque la taille de l'égaliseur atteint 20 coefficients. Il faut remarquer l'amélioration de l'erreur qui est présente aux différents multiples de la longueur de l'écho. Ce phénomène peut être expliqué par le fait que l'égaliseur a pour but de corriger le canal et donc les échos de celui-ci. Étant donné que l'égaliseur doit corriger le canal, sa réponse impulsionnelle doit tendre vers l'inverse de la réponse impulsionnelle du canal. La réponse impulsionnelle du canal (FIR)  $\mathbf{h}(n)$  avec un trajet principal sans délai avec une puissance unitaire et un trajet secondaire avec un délai  $\tau$  d'amplitude  $\alpha$  en échelle linéaire se définit ainsi :

$$\mathbf{h}(n) = [1 \underbrace{0 \dots 0}_{\tau-1} \alpha] \quad (3.1)$$

Mathématiquement, pour obtenir l'inverse de la réponse impulsionnelle du canal  $\mathbf{h}(n)$ , nous calculons au préalable sa transformée en Z :

$$\mathbf{h}(n) \xrightarrow{TZ} H(\mathbf{z}) = 1 + \alpha \mathbf{z}^{-\tau} \quad (3.2)$$

L'inversion de  $H(\mathbf{z})$  devient une division euclidienne et on obtient :

$$\begin{aligned} H(\mathbf{z})^{-1} &= \frac{1}{1 + \alpha \mathbf{z}^{-\tau}} \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} (-\alpha \mathbf{z}^{-\tau})^i \\ &= 1 - \alpha \mathbf{z}^{-\tau} + \alpha^2 \mathbf{z}^{-2\tau} - \alpha^3 \mathbf{z}^{-3\tau} + \dots \end{aligned} \quad (3.3)$$

Ce résultat correspond alors à une réponse impulsionnelle infinie. Les termes dérivés de l'opération sont situés aux différents multiples de l'écho du canal mais dépendant de la puissance de celui-ci, il arrive un terme à partir duquel on peut négliger les termes suivants si l'amplitude de l'écho est inférieure à l'unité, ce qui est le cas la majorité du temps. La réponse impulsionnelle de l'égaliseur peut être représentée comme sur la figure 10 :

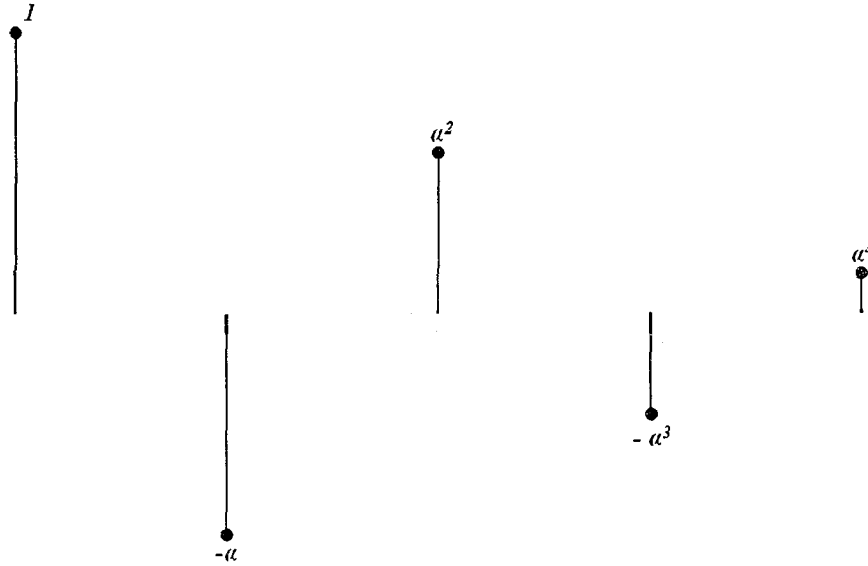


Figure 10 Réponse impulsionnelle d'un égaliseur LTE-LMS pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire

Aussi, nous pouvons remarquer sur la figure 9 qu'au fur et à mesure que l'on augmente la taille de l'égaliseur, une légère dégradation des performances est observable sauf pour les valeurs correspondant aux multiples de la longueur de l'écho. Ce phénomène est dû au fait que l'égaliseur doit couvrir la taille de la réponse impulsionnelle du canal, et ses multiples en cas d'échos forts, afin de corriger les interférences entre symboles. Cependant, lorsqu'il y a des coefficients supplémentaires, pour lesquels aucun écho significatif n'est présent, ces derniers ne sont pas nécessaires pour corriger le canal. L'algorithme effectue alors son traitement sur des coefficients inutiles, ce qui implique une légère augmentation de l'erreur dépendante de la puissance du bruit. Aussi, plus l'égaliseur est grand, plus celui-ci prend du temps pour effectuer son traitement de façon efficace, ce qui entraînera également une dégradation des performances mais uniquement lors de son initialisation. Nous voyons donc qu'il n'est pas forcément intéressant d'avoir de très grandes tailles de filtre, lorsque le canal n'en nécessite pas.



La suite logique de ces expériences est de rajouter un autre trajet pour complexifier le canal, étant donné que celui-ci se compose de multiples trajets. On a donc rajouté un autre trajet secondaire fixe, ce qui donne un canal avec un trajet principal et deux trajets secondaires avec des retards de 20 symboles et 32 symboles avec des puissances fixes également.

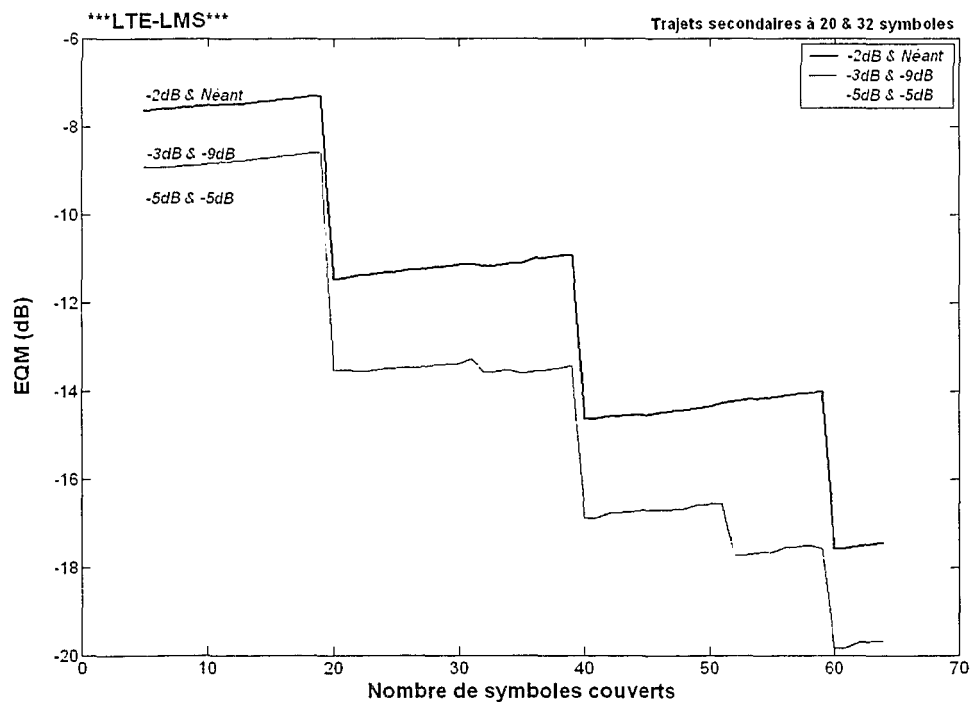


Figure 11 EQM d'un égaliseur LTE selon sa taille pour un canal fixe avec un trajet principal et deux trajets secondaires

Nous avons choisi différentes puissances significatives pour les différents trajets secondaires afin de mettre en évidence des propriétés pertinentes. Il y a donc un gain en performance, c'est-à-dire une baisse de l'erreur quadratique moyenne lorsque la taille de l'égaliseur atteint la longueur des différents échos. Les mêmes phénomènes que ceux décrits précédemment peuvent être déduit de cette figure. Cependant, nous voyons dans cet exemple qu'il y a une amélioration des performances lorsque la taille atteint 52 coefficients, or cette valeur ne correspond ni à un multiple du trajet secondaire à 20 symboles de retard, ni à un multiple de l'autre trajet à 32 symboles de retard. En fait,

cette valeur correspond à une combinaison des deux trajets secondaires provenant de l'opération d'inversion de la réponse impulsionnelle du canal (FIR)  $\mathbf{h}(n)$  avec un trajet principal sans délai dont la puissance est unitaire et deux trajets secondaires avec des délais  $\tau_1$  et  $\tau_2$  d'amplitudes  $\alpha$  et  $\beta$  en échelle linéaire :

$$\mathbf{h}(n) = [1 \quad \underbrace{0 \dots 0}_{\tau_1-1} \quad \alpha \quad \underbrace{0 \dots 0}_{\tau_2-\tau_1-1} \quad \beta] \quad (3.4)$$

Mathématiquement, pour obtenir l'inverse de la réponse impulsionnelle du canal  $\mathbf{h}(n)$ , nous calculons au préalable sa transformée en Z :

$$\mathbf{h}(n) \xrightarrow{TZ} H(\mathbf{z}) = 1 + \alpha \mathbf{z}^{-\tau_1} + \beta \mathbf{z}^{-\tau_2} \quad (3.5)$$

L'inversion de  $H(\mathbf{z})$  devient une division euclidienne et on obtient :

$$\begin{aligned} H(\mathbf{z})^{-1} &= \frac{1}{1 + \alpha \mathbf{z}^{-\tau_1} + \beta \mathbf{z}^{-\tau_2}} \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \left( -\alpha \mathbf{z}^{-\tau_1} - \beta \mathbf{z}^{-\tau_2} \right)^i \end{aligned} \quad (3.6)$$

Ce résultat correspond alors à une réponse impulsionnelle infinie. La figure 12 représente un modèle de réponse impulsionnelle de l'égaliseur pour le canal considéré :

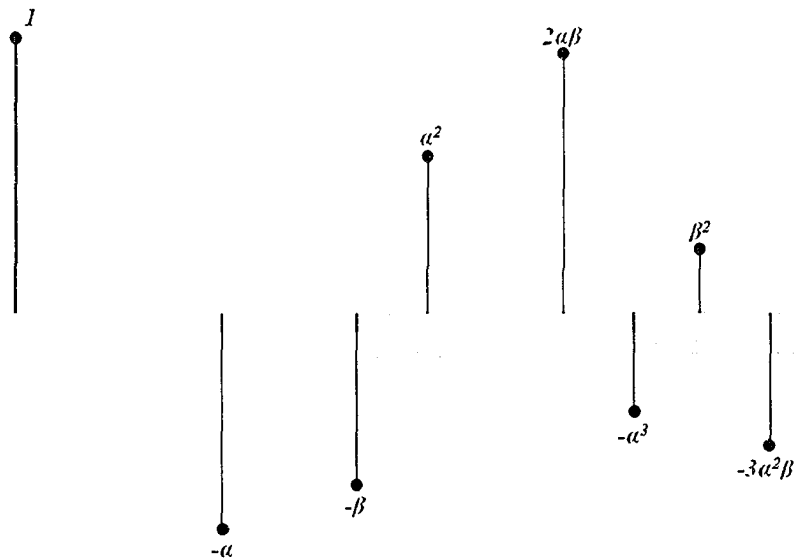


Figure 12 Réponse impulsionnelle d'un égaliseur LTE-LMS pour un canal fixe avec un trajet principal et deux trajets secondaires

Dans le cas de ce canal, on remarque également sur la figure 11 le même phénomène que précédemment quant à l'augmentation de l'erreur lorsque la taille augmente, ce qui est dû principalement au bruit.

L'idée clé des expériences précédentes est que la taille est un facteur majeur dans le paramétrage de l'égaliseur linéaire transverse. Une bonne configuration de celui-ci peut permettre une amélioration de l'erreur moyenne quadratique significative, ce qui n'est pas négligeable dans un contexte où la qualité de traitement des données est primordiale pour le bon fonctionnement du système. Nous pouvons généraliser ces résultats aux égaliseurs FLTE-FBLMS et LTE-RLS, qui ont la même structure linéaire transverse que le LTE-LMS.

### 3.1.2 Égaliseur DFE-LMS

La structure de l'égaliseur à retour de décision est différente de la précédente, car elle inclut un second filtre arrière. Cette caractéristique, propre à ce type de structure réursive, nécessite une étude particulière. Étant donné qu'il y a deux filtres indépendants physiquement, nous allons analyser ces derniers séparément pour en tirer des remarques caractéristiques de la partie traitée uniquement. De la même manière que pour la structure linéaire transverse, nous allons prendre des canaux fixes pour effectuer l'étude, ce qui permettra de dégager clairement les résultats.

#### 3.1.2.1 Filtre avant du DFE-LMS

Tout d'abord, nous étudions la taille du filtre avant de la structure réursive. Nous avons choisi des canaux semblables à ceux utilisés pour la structure linéaire transverse, c'est-à-dire des canaux fixes. Les résultats présentés sur la figure 13 sont obtenus pour un canal fixe avec un trajet principal sans délai avec une puissance unitaire et un trajet secondaire avec un retard de 20 symboles et une puissance fixe inférieure à celle du trajet principal. D'autre part, la taille du filtre arrière reste fixée pour que les effets de celui-ci ne modifient pas les résultats pour le filtre avant. Nous avons donc présenté les résultats pour des tailles de filtre arrière inférieures au délai (10 coefficients) et supérieures au délai (30 coefficients) pour tester les différentes configurations entre les filtres avant et arrière.

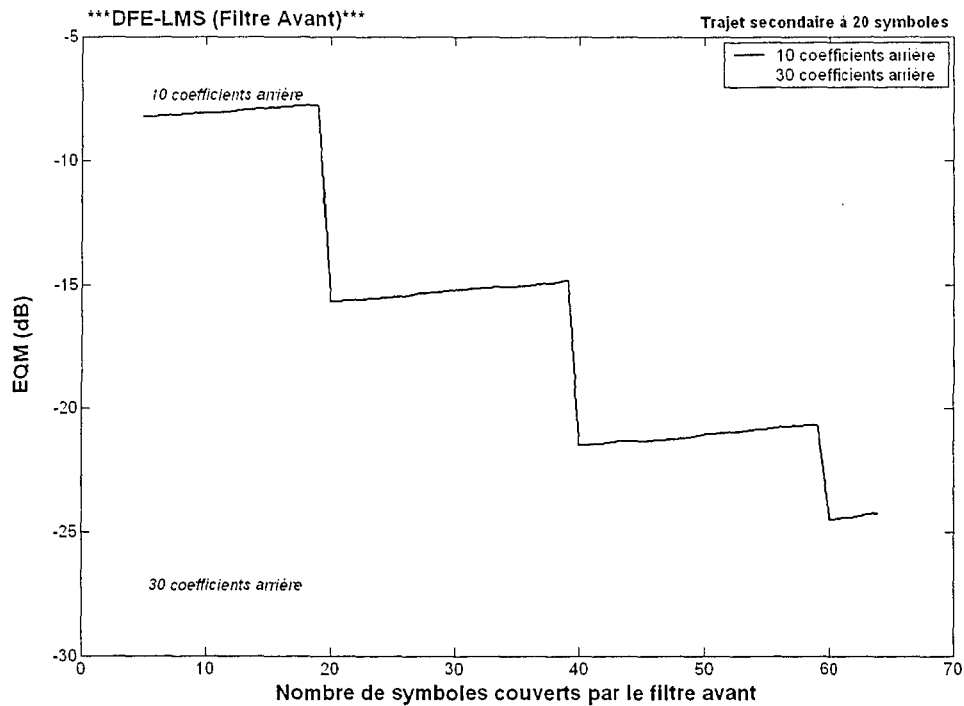


Figure 13 EQM d'un égaliseur DFE selon la taille du filtre avant pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire

Tout d'abord, la courbe pour laquelle la taille du filtre arrière est de 30 coefficients et qui couvre ainsi le trajet secondaire, présente de meilleures performances que la courbe correspondant à un filtre dont le filtre arrière ne peut couvrir le trajet secondaire du canal. Cette remarque semble logique étant donné que lorsque le filtre arrière est trop court pour couvrir le canal considéré, les performances de l'égalisation ne peuvent être efficaces.

Pour la courbe avec un filtre arrière de 10 coefficients, les résultats du filtre avant quant à sa taille sont semblables aux résultats obtenus avec les LTE-LMS. En effet, on remarque les améliorations d'erreur à la taille correspondant au délai de l'écho ainsi qu'aux différents multiples de cette valeur. Cette analogie est due au fait que lorsque le filtre arrière est trop court, celui-ci ne représente pas nécessairement un avantage et ainsi seul le filtre avant du DFE-LMS est efficace ce qui correspond approximativement au filtre LTE-LMS. Cependant, lorsque la taille du filtre arrière est suffisamment grande

pour couvrir l'écho, le filtre présente de bonnes performances pour toutes les valeurs du filtre avant. En effet, le filtre arrière effectue un traitement après la première étape réalisée par le filtre avant. Ainsi, si sa taille est assez grande pour couvrir tout le canal, il peut égaliser efficacement les données qui auront déjà été traitées préalablement donc lorsque la taille du filtre arrière est suffisamment grande, il n'est pas nécessaire que le filtre avant soit long pour obtenir de bons résultats, excepté lorsque le canal est dans une situation de phase non-minimale, car dans ce cas, la longueur couverte par les deux filtres permet une correction efficace dans le « passé » et dans le « futur ».

Enfin, nous remarquons que les performances se dégradent au fur et à mesure que la taille du filtre avant augmente et cet effet est encore associé au bruit. On peut interpréter les résultats comme une indication que le filtre avant est nuisible si le filtre arrière est assez long. Les meilleurs résultats sont obtenus pour le filtre avant le plus court. Nous allons à présent orienter notre étude de la structure récursive sur le filtre arrière.

### **3.1.2.2 Filtre arrière du DFE-LMS**

Comme précédemment, nous avons choisi un canal fixe avec un trajet principal sans délai avec une puissance unitaire et un trajet secondaire avec un retard de 20 symboles et une puissance fixe. L'erreur quadratique moyenne de l'égaliseur DFE-LMS en fonction de la taille du filtre arrière est présentée à la figure 14. Afin de ne pas influencer les résultats du filtre arrière, nous avons fixé la taille du filtre avant inférieure (10 coefficients) et supérieure (30 coefficients) au trajet secondaire. Les deux cas de figure selon la taille du filtre avant par rapport à celle du filtre arrière sont donc présentés.

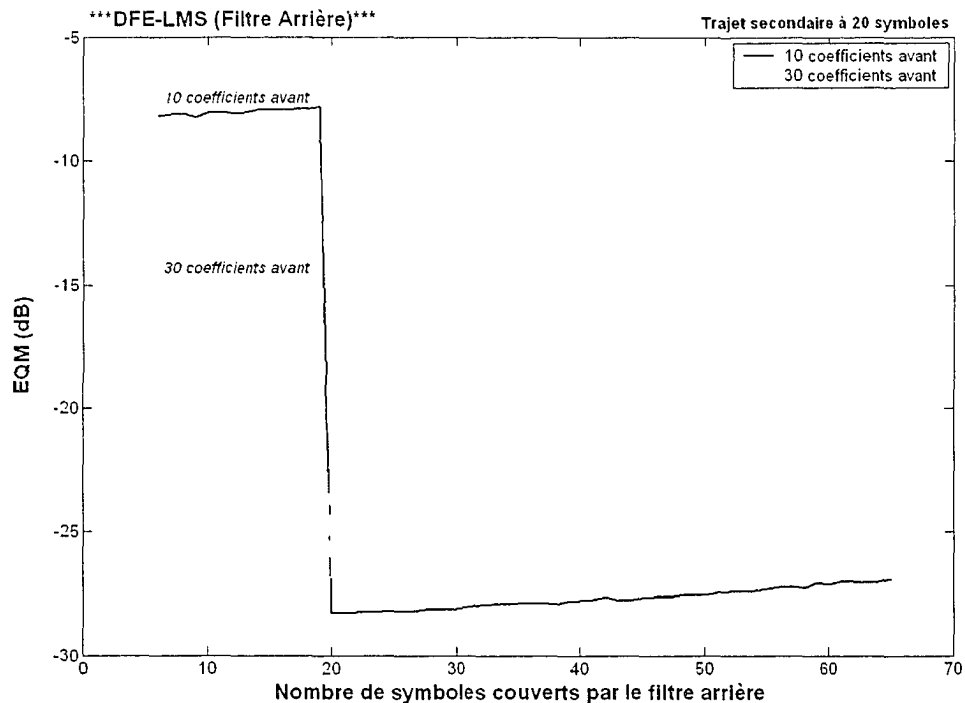


Figure 14 EQM d'un égaliseur DFE selon la taille du filtre arrière pour un canal fixe avec un trajet principal et un trajet secondaire

Nous remarquons donc une nette amélioration des performances lorsque la taille du filtre arrière atteint la taille de l'écho secondaire à corriger. Ceci confirme l'étude précédente pour laquelle nous avons conclu que lorsque le filtre arrière est assez long pour couvrir le canal, ceci améliore franchement les performances. Comme précédemment, quand le filtre arrière est assez grand, il n'y a pas de grande différence entre les deux courbes ce qui veut dire qu'il n'est pas forcément nécessaire de mettre un long filtre avant quand l'arrière est assez long. Les deux courbes se croisent ce qui montre que le filtre avant est utile que quand le filtre arrière est trop court. Ainsi, il peut même être plus intéressant de laisser un filtre avant court qui procure des résultats légèrement meilleurs quand le filtre arrière est assez long. En effet, la convergence se fait plus rapidement tout en économisant des ressources. Cependant, étant donné que le canal étudié était stationnaire et en situation de phase minimale, les corrections n'étaient pas nécessaires dans le « passé » et dans le « futur » par rapport au temps zéro du filtre. Ainsi, lorsque le filtre arrière est assez long pour couvrir les échos, un long filtre avant n'est pas nécessaire.

Dans un contexte de radio reconfigurable par logiciel, le canal est non stationnaire et ainsi peut présenter des situations de phase non-minimale ce qui nécessite alors de longues tailles pour les deux filtres.

Aussi, lorsque le filtre arrière n'est pas assez long pour égaliser le canal, le filtre avant prend alors également beaucoup d'importance, car il effectue la partie principale du traitement. Donc un long filtre avant procure de bien meilleurs résultats qu'un court lorsque le filtre arrière est trop petit.

D'autre part, le même phénomène de légère dégradation des performances lorsque la taille du filtre arrière augmente est observé pour le DFE. Par contre, nous ne voyons pas la particularité remarquée pour l'égaliseur LTE aux multiples de l'écho secondaire. Ceci est dû au fait que le filtre arrière du DFE-LMS constitue partie réursive du filtre qui traite des signaux pour lesquels une décision a déjà été faite au préalable et n'a donc pas les mêmes propriétés qu'un LTE-LMS ni que celles du filtre avant du DFE-LMS. Il n'est donc pas nécessaire de mettre un filtre arrière plus long que la taille de la réponse impulsionnelle du canal.

Les courbes montrent des améliorations de l'erreur quadratique moyenne pouvant être très intéressantes et on remarque ainsi toute l'importance de bien paramétrer la taille des égaliseurs. Ceci est d'autant plus important dans un contexte de radio reconfigurable par logiciel exigeant au niveau de la qualité des données. En effet, dans ces conditions, le récepteur peut être dans diverses situations où il y a apparition et disparition de trajets. Par exemple, dans un environnement urbain qui introduit des échos courts, il est nécessaire de réduire la taille de l'égaliseur pour garder la configuration efficace et ainsi d'obtenir les meilleures performances tout en économisant des ressources qui pourraient être inutilement gaspillées. D'un autre côté, dans un environnement rural avec de longs échos, la taille de l'égaliseur doit être suffisamment grande pour couvrir ces échos; autrement, les résultats seraient très médiocres ou même inutilisables dépendant de la situation.



### 3.2 Analyse du pas d'adaptation

Le second paramètre majeur dans un égaliseur est le pas d'adaptation  $\mu$  ( $0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}$ , où  $\lambda_{\max}$  est la plus grande valeur propre de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée) qui quantifie l'importance des coefficients calculés à l'itération précédente par rapport à l'erreur pour la mise à jour des coefficients (Proakis, 2001). En effet, lorsque ce pas est petit (proche de 0), la mise à jour des coefficients ne privilégie pas beaucoup l'importance de l'erreur. Par contre, lorsque celui-ci est grand, il donne une grande importance à l'erreur calculée. Ce paramètre a par conséquent un rôle significatif quant à certaines performances déterminantes comme la rapidité de convergence et la précision de la phase de poursuite. D'un côté, la rapidité de convergence est proportionnelle au pas d'adaptation. Ainsi, une grande valeur de ce paramètre peut être nécessaire pour minimiser la durée de la phase transitoire de l'algorithme LMS. D'un autre côté, pour parvenir à un faible désajustement, un petit pas d'adaptation doit être utilisé (Farhang-Boroujeny, 1998). Ainsi, le choix de la valeur de ce paramètre qui dépend du canal de transmission devient une tâche qui peut être capitale pour le bon fonctionnement d'un lien de communication. On peut donc imaginer qu'il est possible de déterminer d'une manière astucieuse un moyen de bien configurer ce paramètre en fonction des paramètres du canal.

#### 3.2.1 Canal avec un trajet unique

Nous commençons l'étude du pas d'adaptation avec un canal variant dans le temps comportant uniquement un trajet principal significatif. La figure 15 présente un canal non stationnaire pour lequel il n'y a que la présence d'un trajet principal. La figure 16 présente le pas d'adaptation optimal (c'est-à-dire celui pour lequel on obtient l'erreur quadratique la plus faible) en fonction des variations du canal présenté à la figure 15 selon la même échelle temporelle. En pratique, nous avons « découpé » le canal en petits

intervalles pour tester différentes valeurs du pas d'adaptation et retenir celle fournissant la plus faible erreur à chaque fois.

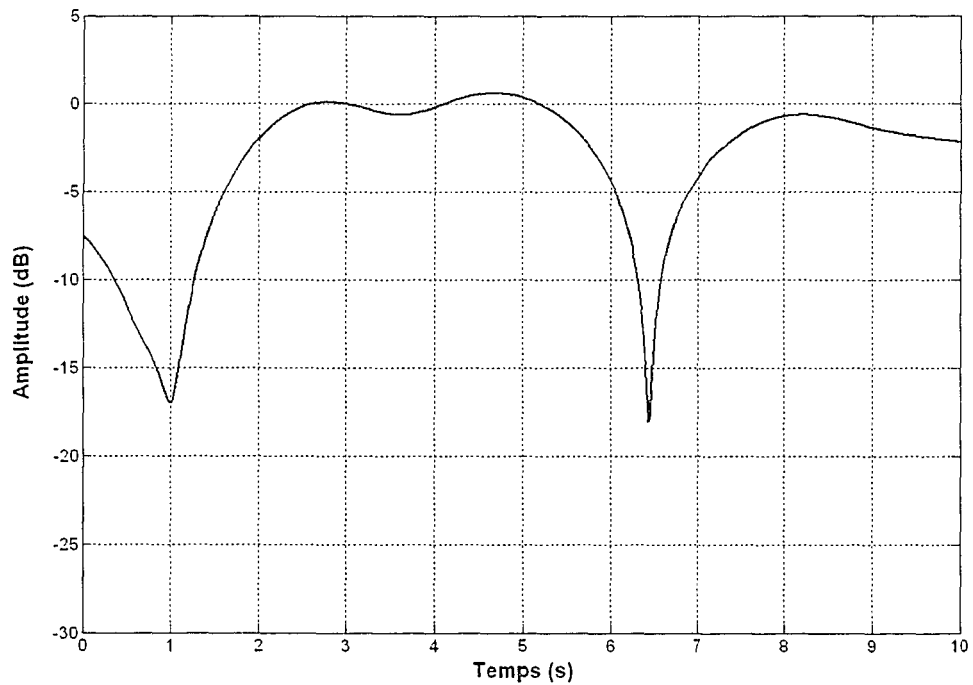


Figure 15 Canal non stationnaire avec un trajet principal

Cette figure présente l'évolution de la puissance du trajet correspondant au canal dans le temps. On observe que le canal est non stationnaire étant donné que le canal ne reste pas constant, et en particulier lors des évanouissements.

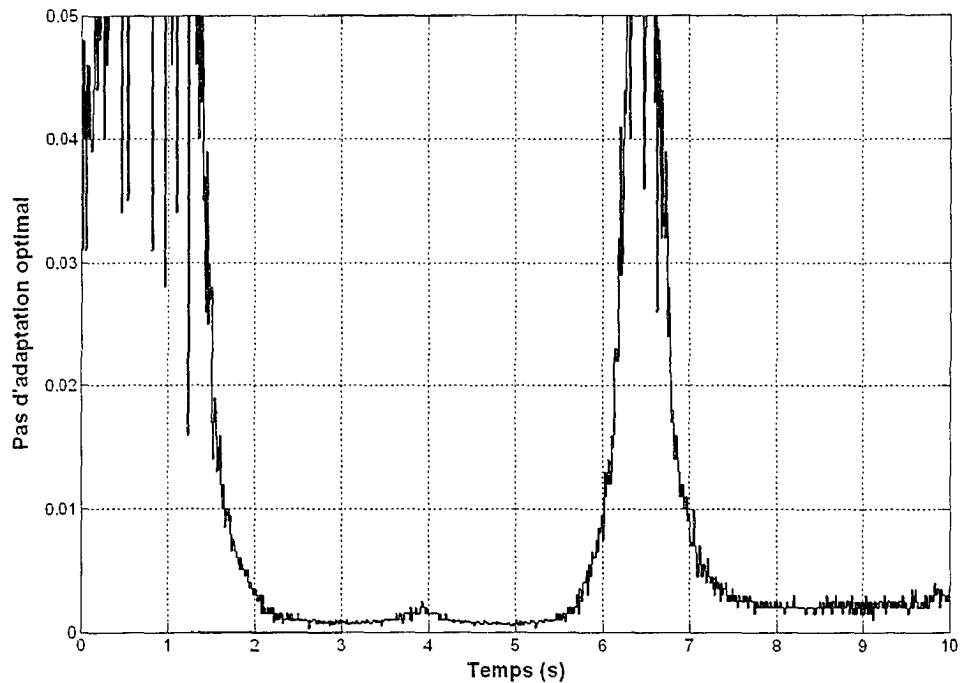


Figure 16 Pas d'adaptation optimal en fonction des variations du canal de la figure 15

Nous pouvons donc remarquer que le pas d'ajustement optimal est très faible lorsque le canal est pratiquement stationnaire, c'est-à-dire qu'il ne varie pas de manière significative. Par contre, lorsqu'il y a de grandes variations des propriétés du canal, donc quand le trajet direct produit des variations de puissance assez importantes, le pas d'adaptation optimal est beaucoup plus grand, en particulier lors d'évanouissement de puissance. En effet, l'égaliseur nécessite une correction conséquente à chaque itération pour tenter de poursuivre le canal. Donc pour un canal variant dans le temps, plus le pas d'adaptation est grand, plus l'égaliseur converge rapidement si le canal varie vite. Cependant, une trop grande taille du pas pour un canal pseudo stationnaire entraînerait une dégradation des performances. Nous pouvons donc conclure que le pas d'adaptation doit être évalué en fonction de la vitesse de variation du canal dans le cas d'un trajet principal unique.

### 3.2.2 Canal avec plusieurs trajets

L'étude du pas d'adaptation est nécessaire pour un canal plus complexe, car il arrive souvent dans un contexte de radio reconfigurable par logiciel que le phénomène de multitrajet soit présent. Dans ce cas, le canal est bien plus difficile à traiter avec divers cas de figure comme des situations de phase non-minimale où le trajet principal est inférieur à des trajets secondaires. La figure 17 présente un canal avec un trajet principal et un trajet secondaire, les deux variant dans le temps.

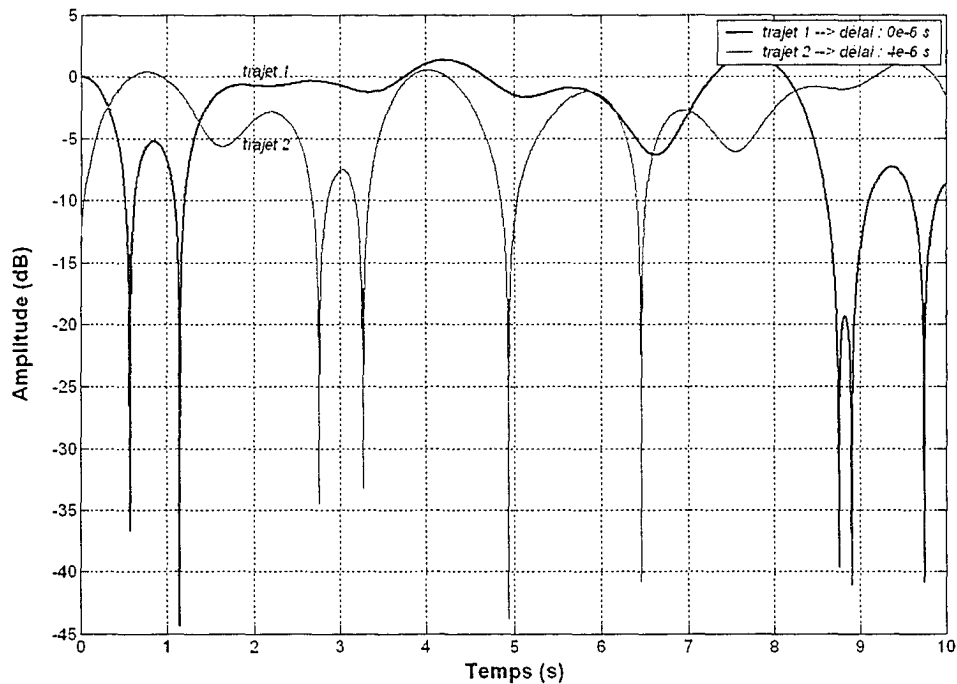


Figure 17 Canal non stationnaire avec un trajet principal et un trajet secondaire

Dans cette situation, nous avons également tenté de trouver une heuristique valable pour ce type de canal. De la même manière que précédemment, de multiples tests ont été effectués avec des valeurs de pas d'adaptation différentes sur tous les intervalles du canal.

Dans ce cas, lorsque l'on choisit le pas en fonction des variations du trajet principal, les performances obtenues ne sont pas efficaces pour beaucoup de cas. Les résultats quant à cette heuristique semblent être aléatoires. Pour le même processus, mais en fonction des variations du trajet secondaire, là encore, les résultats ne sont pas satisfaisants.

Théoriquement, en analysant les formules correspondant aux étapes de traitement, nous pouvons remarquer que la correction s'ajuste par rapport aux différents trajets de manière proportionnel c'est-à-dire que plus un trajet est puissant, et plus celui-ci va influencer la mise à jour des coefficients. Il paraît alors intéressant de tenter de pondérer les différents trajets du canal en fonction de leur puissance transmise respective pour calculer l'incidence de chaque trajet sur les variations « globales » du canal afin de trouver une relation avec le pas d'adaptation offrant les meilleures performances. Cependant, une telle relation n'a pu être déterminée, car trop de paramètres comme le nombre de trajets, la position initiale de ces derniers et leurs vitesses de variation entrent en ligne de compte, ce qui rend extrêmement difficile l'obtention d'une relation rigoureusement valide.

Ainsi, ces constats nous amènent à chercher une heuristique moins précise mais qui pourrait être valable de manière « globale ». En essayant de trouver le pas d'adaptation optimal uniquement en fonction du trajet le plus fort, on obtient des performances relativement satisfaisantes pour la majorité des cas, mais trop de cas particuliers rendent l'heuristique inopérante.

Il est alors nécessaire d'élargir l'approximation de l'heuristique pour la considérer comme satisfaisante. Finalement, l'observation des résultats montrait qu'il était possible de séparer les valeurs des pas d'adaptation en deux catégories, où le filtre fonctionne dans des conditions bien distinctes. D'une part, celle des pas faibles pour des variations lentes correspondant à des canaux pratiquement stationnaires et d'autre part celle des pas élevés efficaces pour des variations rapides correspondant à des canaux dynamiques. Bien évidemment, étant donné que les paramètres des canaux dépendent de l'application

et que canal varie dans le temps, l'intervalle des valeurs du pas d'adaptation varie également. Ainsi un seuil global limitant la région d'efficacité des deux catégories a été déterminée.

Aussi, étant donné que dans chacune des catégories les performances pour les différentes valeurs sont proches la plupart du temps, il apparaît possible de choisir une valeur caractéristique pour les pas faibles et une valeur pour les pas élevés. Bien évidemment, cette décision tend à agrandir l'approximation de l'heuristique, mais d'une manière générale, le choix de deux valeurs principales évite les cas particuliers où l'heuristique n'est pas valable.

Malgré l'inaptitude à déterminer une relation absolue entre le pas d'adaptation optimal et le canal de transmission, l'heuristique précédente offre des résultats très intéressants comme illustrés sur les deux figures suivantes qui sont obtenues en fonction du canal de la figure 17.

La figure 18 présente les variations du trajet le plus puissant du canal selon la même échelle de temps, indiquant également le seuil choisi pour séparer les deux catégories de variations. Le seuil déterminé sur les variations du trajet principal est à 0.007 et la faible valeur du pas d'adaptation est 0.001 alors que la grande valeur est de 0.01.

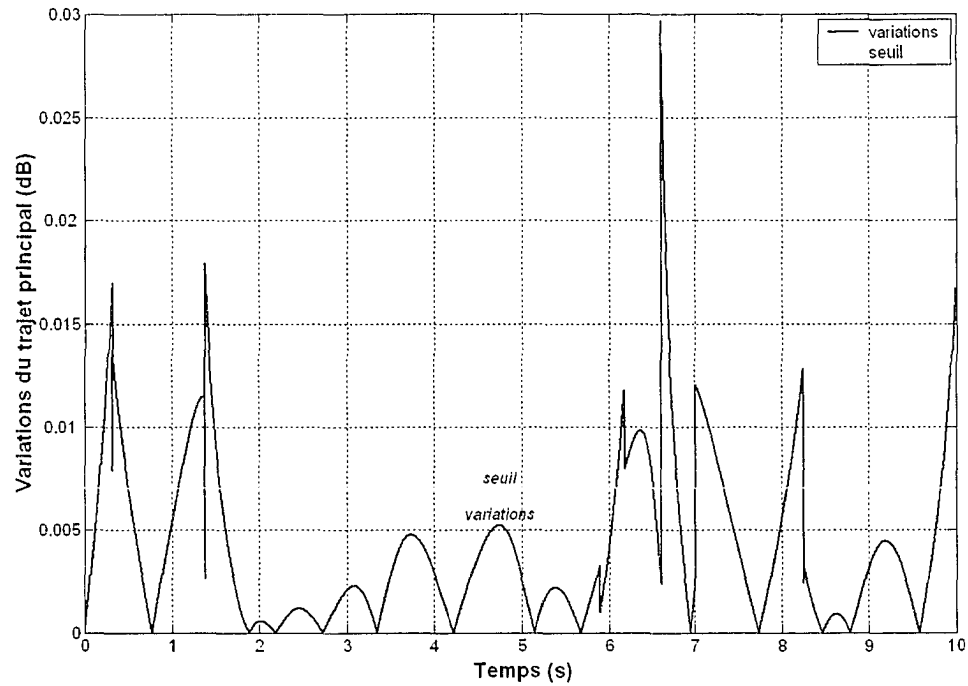


Figure 18 Variations du trajet le plus puissant pour le canal de la figure 17

La figure 19 présente les EQM pour des pas d'adaptation fixes auxquels a été superposé l'EQM pour le pas d'adaptation variable choisi en fonction de l'heuristique selon la même échelle temporelle.

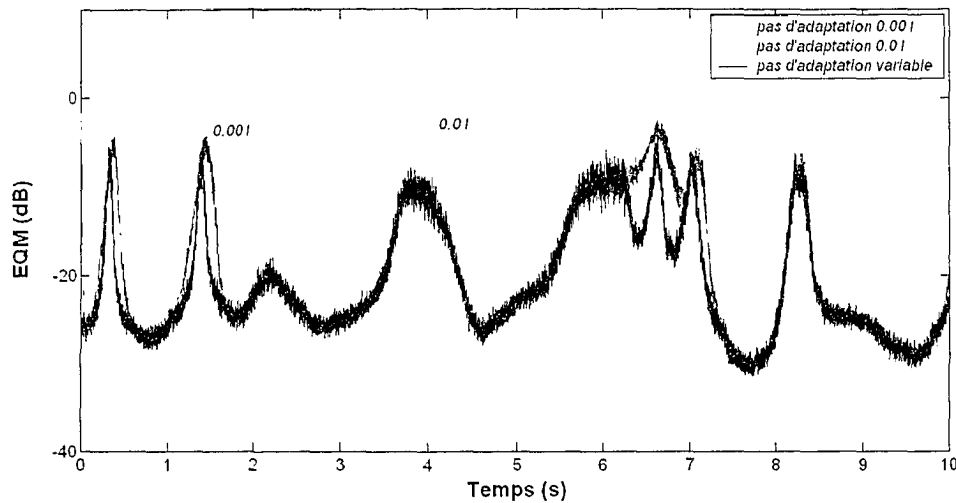


Figure 19 EQM pour différentes valeurs du pas d'adaptation en fonction des variations du trajet le plus puissant du canal selon la figure 18

Les résultats nous montrent donc que cette heuristique semble offrir des résultats satisfaisants tout en gardant une certaine simplicité algorithmique, ce qui sera appréciable pour la mise en pratique. Aussi, il est notable que parmi les égaliseurs présents, celui pour lequel le pas d'adaptation varie présente un nombre d'erreurs sur la décision du symbole qui est inférieur à ceux pour lesquels le paramètre reste fixe. Après de multiples simulations, il a été déterminé pour les canaux utilisés que l'égaliseur avec un faible pas d'adaptation présentait un taux d'erreur binaire (TEB / BER : bit error rate) de  $8.0 \cdot 10^{-3}$ , celui avec un grand pas d'adaptation présentait lui un TEB de  $2.0 \cdot 10^{-3}$  alors que celui avec le pas d'adaptation variable fournit un TEB de  $6.0 \cdot 10^{-4}$ . Aussi, les simulations montrent que le filtre avec le pas d'adaptation variable offre plus fréquemment la plus faible erreur que les autres. Ces résultats confirment la validité de cette heuristique qui offre des avantages certains en apportant une certaine « intelligence » lors d'une communication avec connaissance de certaines informations du canal mais le choix du seuil demeure ad-hoc. Bien évidemment, des approximations, des imperfections et des effets de bords subsistent, mais ces derniers pourront être évités en apportant quelques petits compléments à l'algorithme. Nous énonçons en détail les améliorations pratiques concernant cette heuristique plus loin. Précisons que l'objectif



de cette étude expérimentale était uniquement de valider cette heuristique qui procure de meilleures performances que des filtres sans modifications de pas d'adaptation. L'avantage principal et essentiel tirée de ces expériences est que dans les cas où les EQM pour les deux pas d'adaptation fixe présentent un écart conséquent, l'heuristique permet de garder les meilleures performances.

Les simulations ont été effectuées avec un égaliseur LTE-LMS. Cependant, les conclusions peuvent s'étendre aux autres égaliseurs LMS car les résultats obtenus pour le pas d'adaptation sont relatifs à l'algorithme des filtres adaptatifs. Ainsi, il est possible de généraliser les résultats pour l'égaliseur DFE-LMS. D'autre part, l'extension de cette heuristique pour un canal avec un trajet principal et deux trajets secondaires ce qui correspond aux configurations des canaux SUI serait intéressante. Cette généralisation est possible pour des canaux SUI car étant donné que le dernier trajet secondaire est toujours assez faible par rapport au trajet principal, on peut l'approximer dans la majorité des cas par rapport à notre heuristique. Cependant, pour les cas où ce trajet secondaire sera suffisamment puissant, l'heuristique reste valide.

### **3.3 Conclusion**

Les résultats obtenus pour les analyses concernant les paramètres configurables des égaliseurs, que sont la taille et le pas d'adaptation, démontrent qu'un paramétrage efficace peut influencer considérablement les performances. A l'inverse, un mauvais paramétrage de ces facteurs peut entraîner des dégradations de performances très importantes et ainsi engendrer des traitements inefficaces sur les signaux. Dans un contexte où les performances des systèmes de communications sont déterminantes dans leur éventuel succès commercial, le concepteur ne peut se permettre de mal paramétrer les différentes structures d'égaliseur.

## CHAPITRE 4

### ÉTUDE DE L'ESTIMATEUR DE CANAL

L'étude précédente a permis de nous rendre compte de l'importance d'un bon paramétrage des égaliseurs dans le contexte des communications mobiles. Aussi, ce paramétrage est fait manuellement lorsque les caractéristiques du canal sont connues ou lorsque des hypothèses sur ces dernières sont posées. Il paraît pertinent d'élaborer un estimateur de canal afin d'en retirer des informations intéressantes pour paramétrer les égaliseurs. L'idée d'élaborer un estimateur de canal provient donc du besoin de recueillir des informations utiles provenant du canal pour paramétrer les égaliseurs de manière efficace en se basant sur l'étude faite sur les égaliseurs par rapport à diverses situations de canal. En effet, la possibilité d'obtenir des informations du canal tout au long d'une liaison représenterait un atout considérable étant donné les conclusions obtenues au chapitre précédent. Ceci constituerait une ressource fortement appréciée du fait qu'elle permettrait d'éviter d'effectuer des choix de configuration ou de décision de manière « aveugle » ou « manuelle » dans le sens où une étude serait nécessaire pour chaque cas de figure.

Ce concept est d'autant plus attrayant vu que les canaux sont généralement non stationnaires. Par exemple, lors de communications mobiles avec un téléphone cellulaire, l'utilisateur se déplace dans l'environnement et nous souhaiterions bien évidemment avoir les meilleures performances en tout temps. L'utilisateur peut se retrouver dans une grande multitude de cas de figure : utilisateur fixe dans un milieu urbain, rural, montagneux; utilisateur en déplacement à pied, en voiture, dans un train; combinaison des ces cas de figure et de nombreuses autres situations sont possibles. Cette idée d'utiliser l'estimation de canal pour paramétrer les égaliseurs implique la nécessité d'avoir une bonne précision et ainsi un bon niveau de « confiance » dans les décisions à prendre.

Nous allons tout d'abord définir les besoins de notre estimateur et ainsi effectuer l'étude structurelle de celui-ci pour ensuite choisir l'estimateur à étudier dans notre contexte. Enfin l'étude sera complétée avec l'analyse des résultats et la validation de ces derniers.

#### 4.1 Étude structurelle de l'estimateur

Comme nous l'avons vu dans l'étude de canaux de communications, les signaux reçus sont fortement non stationnaires, c'est-à-dire qu'ils évoluent avec le temps. Il n'est donc pas possible d'utiliser un simple filtre pour réaliser l'estimateur d'écho, ses coefficients étant fixes. Il est nécessaire d'avoir recours à un filtre adaptatif dont les coefficients vont être ajustés au fur et à mesure du traitement à l'aide d'un algorithme particulier. Au cours des dernières années, beaucoup de recherches ont été faites sur le filtrage adaptatif. Cela a permis de développer une grande variété d'architectures et d'algorithmes. Simultanément, la microélectronique a favorisé leur implémentation et les structures réalisées peuvent maintenant être de plus en plus complexes. De nos jours, le filtrage adaptatif est une technique largement utilisée pour son avantage indéniable qui est celui de pouvoir s'adapter en fonction de ses propres résultats. C'est donc une technique de filtrage dotée d'une certaine autonomie. Nous allons étudier dans cette partie du mémoire deux algorithmes s'appliquant à une structure linéaire de filtre adaptatif. La linéarité est importante, car elle assure une certaine stabilité. La figure 20 présente la structure générale d'un filtre adaptatif.

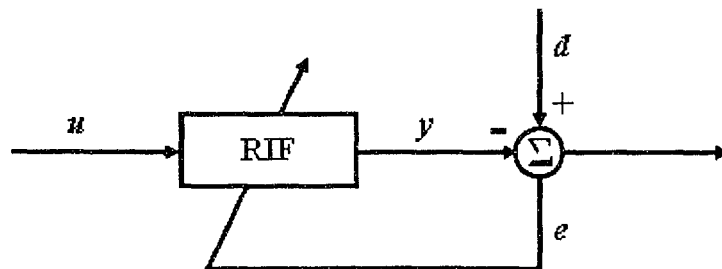


Figure 20 Schéma général d'un filtre adaptatif

où  $u$  l'entrée du filtre,  
 $y$  le signal après filtrage,  
 $d$  le signal désiré,  
 $e$  l'erreur d'estimation.

Un filtre adaptatif est donc composé d'un filtre à réponse impulsionnelle finie, suivi d'une décision qui produit le signal de sortie (Haykin, 2002). La propriété adaptative du filtre provient d'une mise à jour des coefficients du filtre selon le calcul de l'erreur entre le signal après filtrage et le signal décidé en sortie. La mise à jour des coefficients est effectuée selon un algorithme d'adaptation selon l'utilisation et les résultats recherchés. Nous nous rendons compte ici que cette structure n'est ni plus ni moins la même structure que celle d'un égaliseur linéaire transverse. En effet, les égaliseurs linéaires étudiés précédemment sont bien des filtres adaptatifs. A ce point, il est utile de comparer un estimateur et un égaliseur.

Fondamentalement, un égaliseur permet de corriger les effets néfastes du canal, c'est-à-dire qu'il tente de reproduire la réponse impulsionnelle inverse du canal pour obtenir le signal utile. Un égaliseur prend en entrée le signal après canal et il tend à converger vers le signal tel qu'il était avant le passage dans le canal. Celui-ci estime en quelque sorte la réponse inverse du canal. On en déduit que pour effectuer une estimation de canal, il faut mettre en entrée le signal avant passage dans le canal, et en signal désiré, le signal reçu après le canal. Ceci permet ainsi de reproduire la réponse du canal de communication. La figure 21 présente une comparaison entre un égaliseur et un estimateur de canal, notamment au niveau de la connexion des signaux à l'entrée.

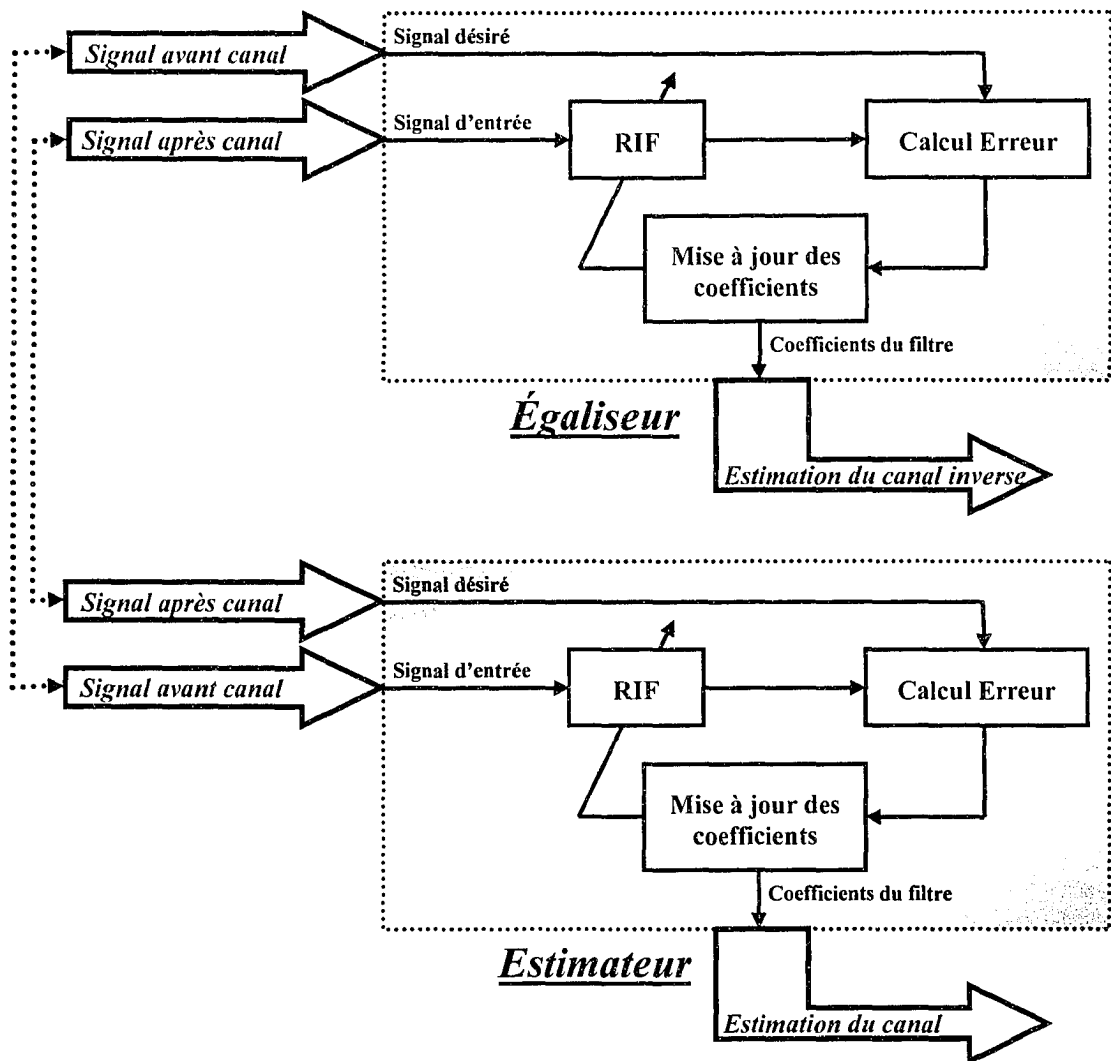


Figure 21 Comparaison entre un égaliseur et un estimateur de canal

Nous voyons donc bien qu'un estimateur a exactement la même structure qu'un égaliseur, mis à part la connexion des signaux qui est différente. En effet, les entrées de ces deux modules sont inversées et ainsi, le résultat fourni par le filtre devient une estimation du canal et non une estimation du canal inverse.

## 4.2 Choix de l'estimateur

Étant donné, qu'une étude des différentes structures d'égaliseur a été effectuée précédemment, nous pouvons reprendre les résultats pour l'estimateur de canal. Le choix d'une structure linéaire transverse permet d'assurer une certaine stabilité. Ainsi, deux algorithmes d'adaptation se présentent : l'algorithme du gradient stochastique et l'algorithme des moindres carrés récursifs. L'étude précédente a mis en valeur les propriétés de ces deux algorithmes. Le LMS fournit des résultats stables avec un coût de calcul relativement faible  $O(N)$  mais cependant, sa vitesse de convergence est relativement faible. Le RLS, quant à lui, assure une grande rapidité de convergence au coût d'une complexité assez élevée  $O(N^2)$ . Ainsi, dans un contexte où la précision peut être déterminante, nous optons plutôt pour l'algorithme des moindres carrés récursifs.

D'autre part, nous supposons que le canal varie relativement lentement par rapport au rythme de transmission des symboles. Ainsi, l'estimation de canal ne sera pas forcément nécessaire tout le temps, ce qui permet une utilisation sporadique et non continue de l'estimateur de canal. Ce caractère sporadique suggère l'emploi d'un estimateur de canal et il permet donc une implémentation logicielle plutôt que matérielle si les variations du canal sont supposées relativement lentes. Ces facteurs nous poussent donc à opter pour l'estimateur ayant les meilleures performances malgré le coût élevé.

En dehors de la nécessité d'avoir une bonne rapidité de convergence, il sera nécessaire d'avoir un filtre d'une taille suffisamment grande pour couvrir de longs échos (Chen, Wang, 1990). En effet, si l'estimateur est trop petit, il serait possible qu'il ne détecte pas certains trajets lointains ce qui impliquerait donc un mauvais paramétrage des égaliseurs et donc de mauvaises performances. D'autre part, étant donné que nous avons choisi une implémentation logicielle de notre module, nous ne sommes pas trop restreint au niveau des ressources.

On peut donc conclure que l'algorithme RLS a une complexité largement plus élevée que l'algorithme LMS. Cependant, étant donné notre contexte pour lequel nous privilégions une estimation de canal rapide et fiable, nous aurons tout intérêt à opter pour le RLS malgré sa complexité. Aussi, il est possible de réduire la complexité du RLS selon des techniques que l'on peut retrouver dans la littérature (Gilloire, Petillon, Theodoridis, 1992).

### 4.3 Analyse des résultats

Pour étudier les performances de l'algorithme RLS, nous avons réalisé des estimations sur un canal non stationnaire comportant trois trajets; un sans retard, un autre avec 14 symboles de retard et enfin le dernier avec 20 symboles de retard. On utilise donc un modèle de canal pour les communications sans fil de type SUI qui comporte donc des trajets à puissances variables et des évanouissements. L'opération d'estimation du canal recherche la réponse impulsionnelle du canal et non celle du canal inverse comme pour l'égalisation. Par conséquent, il n'y a pas l'effet d'harmonique rencontré lors de l'étude du paramétrage des égaliseurs. Ainsi, nous avons utilisé pour nos simulations, un estimateur avec 21 coefficients ce qui permet de couvrir la totalité du canal utilisé.

Pour effectuer une estimation, une phase d'initialisation est requise avant de pouvoir exploiter les résultats recherchés. Ainsi, il a été observé que 100 échantillons d'initialisation étaient suffisants pour la longueur de filtre choisie. La mesure des résultats est alors effectuée après cette phase d'initialisation et afin de garantir une certaine stabilité des résultats, nous avons effectué la moyenne des 100 échantillons suivant les 100 de l'initialisation. Il faut donc 200 échantillons pour obtenir une estimation sur un court intervalle de temps ce qui rend compte des bonnes performances proposées par le RLS. Il est facilement possible d'utiliser moins d'échantillons, mais étant donné que nous souhaitons tester cet estimateur RLS, nous nous sommes laissé une plus grande marge de manœuvre pour bien pouvoir analyser les résultats.

La figure 22 présente le canal sur lequel les estimations sont effectuées à différents instants. Les trajets ayant des puissances variables, on peut observer des évanouissements tel que le trajet le plus puissant n'est pas toujours le même au cours du temps. Les simulations présentées sur de courts intervalles de temps à différents instants, ont été choisies de manière à rencontrer plusieurs cas différents, notamment par rapport au trajet le plus puissant. Les Figures 23, 24 et 25 présentent ces résultats.

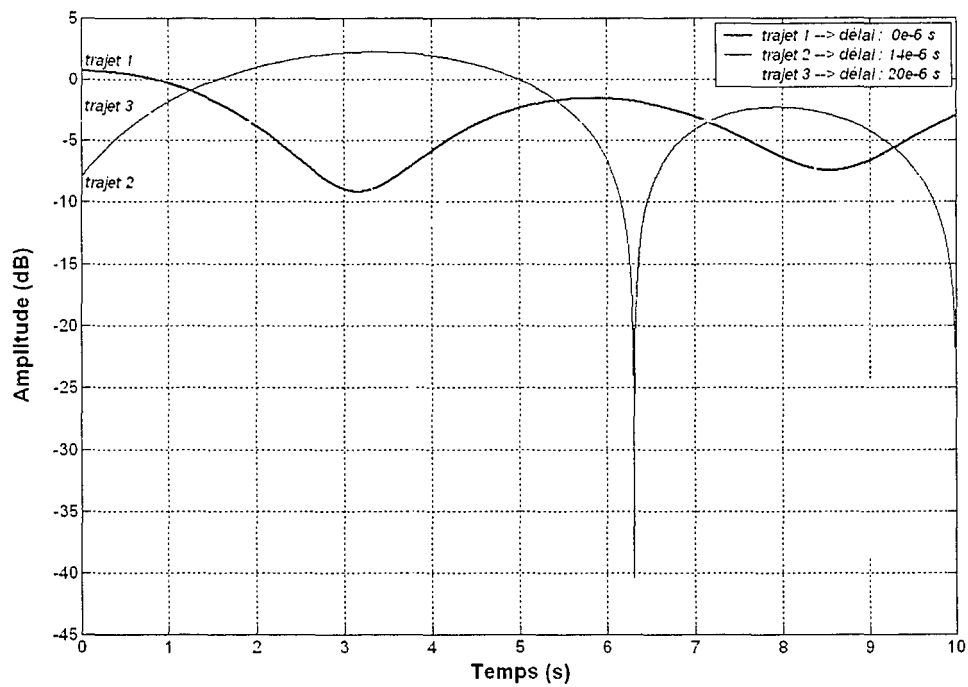
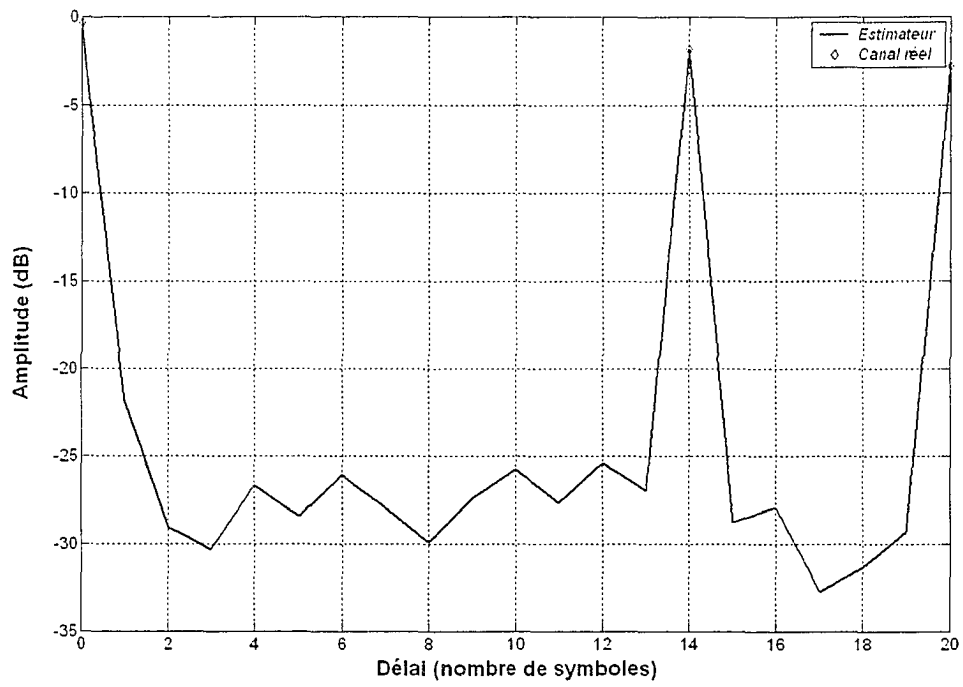
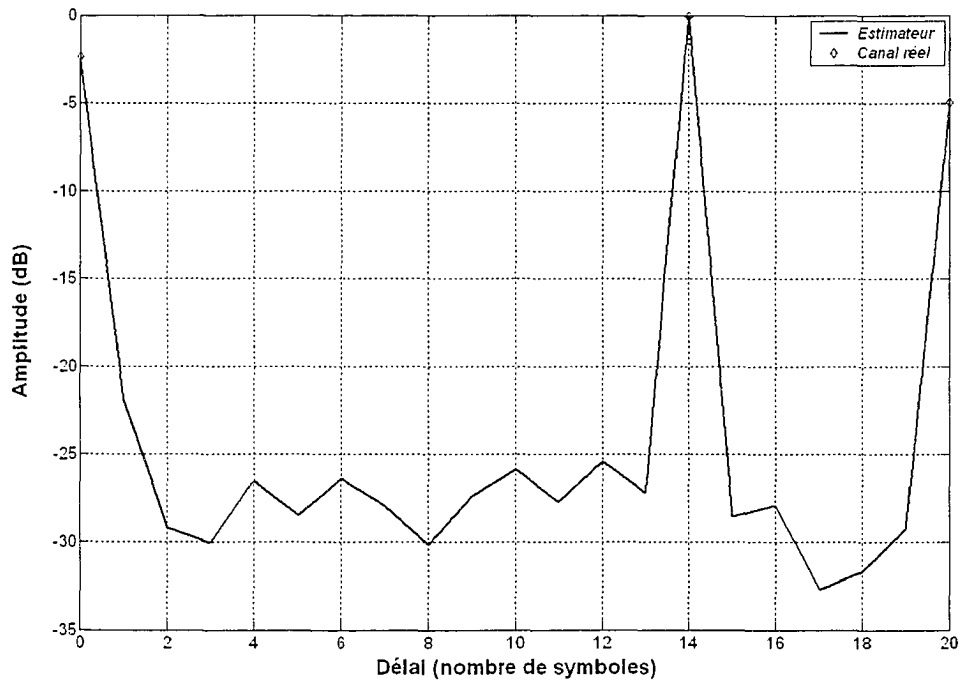


Figure 22 Canal utilisé pour les estimations RLS



Figure 23 Estimation RLS à l'instant  $t = 1s$ Figure 24 Estimation RLS à l'instant  $t = 5s$

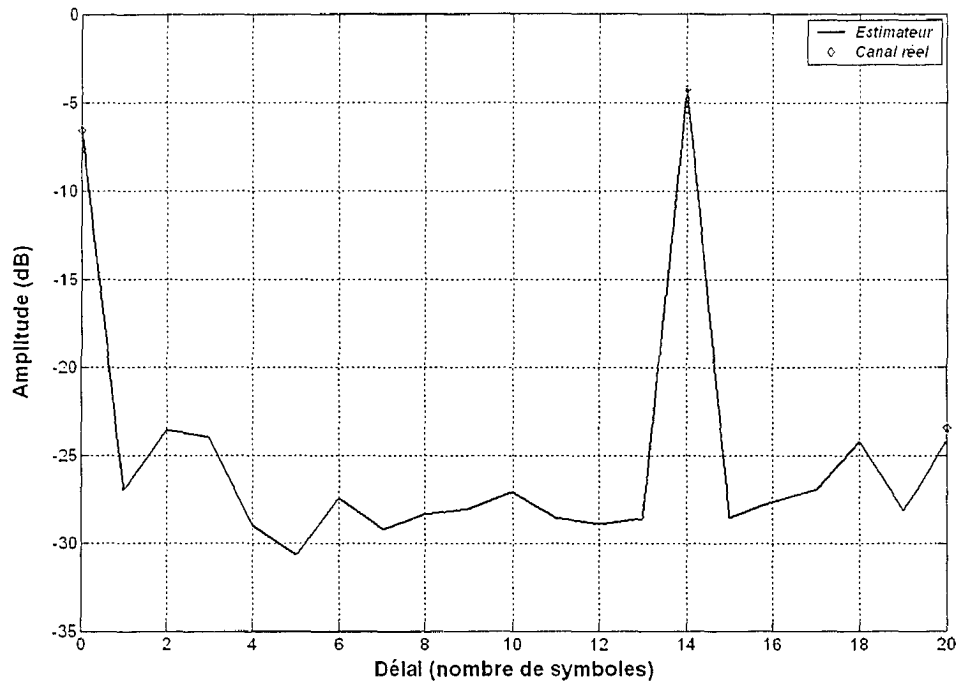


Figure 25 Estimation RLS à l'instant  $t = 9s$

Les résultats obtenus avec l'algorithme RLS pour 200 échantillons sont conformes aux données du canal utilisé. En effet, nous pouvons comparer les estimations en trait plein avec les puissances théoriques des trajets du canal représentées par les losanges sur les figures 23, 24 et 25. La manière d'interpréter les résultats est de repérer les puissances au dessus d'un certain seuil qui est ici -30dB car les coefficients inférieurs à celui-ci correspondent à du bruit. Les résultats de l'estimation présentent donc très fidèlement le canal réel. La précision de l'estimation dépend du bruit et donc en augmentant le bruit, une légère différence avec les coefficients réels du canal sera visible. Dans ces exemples, le bruit ajouté est relativement faible ce qui permet de visualiser des résultats plus nets. Lorsque l'on augmente le bruit, ceci a pour effet de réduire la précision et la stabilité des résultats et d'autre part, les trajets trop faibles en puissance ne peuvent être détectés. En effet, lorsque la puissance d'un trajet est trop faible par rapport à celle du bruit, il ne peut alors être détecté de manière fiable. Dans notre exemple, lors d'un évanouissement de trajet, comme on peut le constater sur la figure 25 à l'instant  $t = 9s$ ,

le trajet avec un délai de 20 symboles ayant une puissance très faible n'a pas été détecté par l'estimateur. Il faut donc que les trajets aient une certaine puissance « minimale » par rapport à celle du bruit pour être détectés. Aussi, le fait d'avoir utilisé seulement 200 symboles confirme la convergence très rapide et la bonne adaptation du filtre.

Nous concluons d'après les résultats obtenus que l'estimation avec l'algorithme RLS nous fournit des résultats satisfaisants. Étant donné la validité des résultats, nous pouvons prévoir de paramétrer les égaliseurs avec ces informations, ce qui devrait procurer des améliorations dans le traitement d'égalisation. En effet, il est donc possible de repérer la longueur des échos ainsi que leurs puissances ce qui permettra de configurer les égaliseurs selon l'étude précédente quant à leurs paramétrages optimaux. D'autre part, nous remarquons qu'il est possible de calculer la vitesse de variation des trajets en effectuant plusieurs estimations et en calculant les taux de changement de ces mesures. Nous allons donc expérimenter les performances de la combinaison des égaliseurs avec l'estimateur de canal RLS pour tester la contribution qu'un estimateur peut apporter à l'égalisation dans un contexte de communications mobiles.

## CHAPITRE 5

### CONTRIBUTIONS D'UN ESTIMATEUR POUR L'ÉGALISATION

À présent que nous avons montré comment réaliser des estimateurs fonctionnels et valides, nous considérons les possibilités qu'apporte la disponibilité des informations précieuses en provenance du canal. En effet, un estimateur qui permet d'évaluer la réponse impulsionnelle du canal sera capable de fournir des informations comme le nombre de trajets, leurs délais et leurs puissances. D'autre part, les manières de configurer les égaliseurs en fonction des paramètres du canal ont été étudiées, et maintenant que nous avons tous les résultats des études préliminaires, nous allons pouvoir évaluer les performances d'un système au complet composé d'un estimateur de canal RLS et d'un ou plusieurs égaliseurs. En effet, il nous faudra valider et prouver l'apport de ce concept en effectuant des tests avec les égaliseurs existants. Nous allons donc tester notre structure pour un égaliseur LTE-LMS dans un premier temps. Cependant, d'autres concepts innovateurs en matière d'égalisation existent et ont beaucoup de succès, comme le multiégaliseur (Dumais, 2005) dont le principe est de superposer plusieurs différents égaliseurs en parallèle pour ensuite fournir les résultats du meilleur égaliseur selon les EQM. En s'appuyant sur les résultats existants du multiégaliseur, nous allons tenter de combiner l'estimateur à cette structure afin d'obtenir un système complexe dotée d'une certaine « intelligence ». Tout d'abord, nous allons exposer quelques précisions pratiques relatives aux simulations effectuées.

#### 5.1 Mise en place des simulations

Dans cette partie, il est utile de préciser la manière dont les simulations ont pu être menées correctement en précisant d'abord les difficultés techniques rencontrées. Ensuite, nous expliquons en détail l'algorithme de traitement des informations produites par l'estimateur de canal.

### 5.1.1 Précisions et compléments pour les simulations

Pour tester toutes les études précédentes, il faut effectuer des simulations avec un modèle du système complet sur Matlab/Simulink®. Il existe bien évidemment des fonctions et des filtres fournis par cet outil, mais il sera nécessaire d'y apporter des modifications afin qu'ils soient ajustés pour notre application. Étant donné que l'estimateur sera le module de gestion du récepteur proposé, il sera directement lié à l'unité d'égalisation qui pourra comprendre un ou plusieurs égaliseurs. Le système modélisé est présenté sur la figure 26.

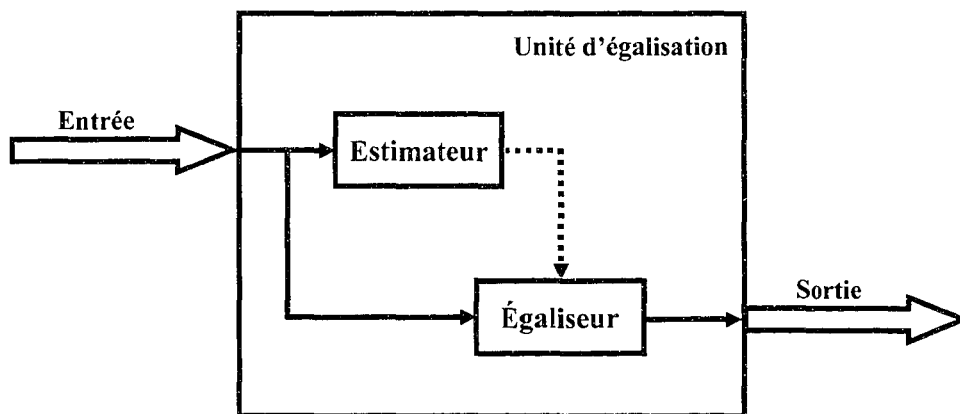


Figure 26 Schéma du système estimateur-égaliseur

Nous voyons donc que l'estimateur effectue un traitement pour ensuite fournir des informations à l'égaliseur. L'égaliseur a donc les signaux de données reçus du canal en entrée pour effectuer les traitements, mais également les informations produites par l'estimateur en parallèle ce qui permettra d'optimiser la configuration de ses paramètres. La reconfiguration de l'égaliseur par rapport à sa taille et à son pas d'ajustement nécessite un arrêt de la simulation avec le logiciel utilisé. Cependant, étant donné qu'un arrêt au cours d'une simulation provoque alors une nouvelle phase d'initialisation si la

simulation est relancée, ceci ne permettra pas d'effectuer correctement des comparaisons entre différentes structures.

Pour ce qui est de la longueur du filtre, il est nécessaire que celle-ci puisse s'ajuster aux conditions de canal lors de la simulation, sans avoir d'incidence sur les autres parties du modèle. D'autre part, il ne faut pas interrompre la simulation sous risque de modifier les résultats en réinitialisant certains paramètres. Ainsi, le moyen de résoudre ce problème est de donner une grande longueur de filtre, suffisamment grande pour couvrir tous les cas de figures possibles lors des simulations, et ensuite de mettre à zéro les coefficients excédentaires par rapport à la taille efficiente requise. En effectuant cette instruction, cela forcera certains coefficients à zéro sans pour autant les éliminer définitivement du filtre, ce qui permettra de rétablir le fonctionnement de ces coefficients si nécessaire. Par exemple si le canal présente un trajet principal sans retard et deux trajets secondaires avec 14 et 20 symboles de retard. Supposons que le trajet avec 20 symboles de retard subisse un évanouissement important et qu'il regagne une puissance non-négligeable par la suite; ainsi, il est important de pouvoir moduler la taille selon les conditions sans la modifier définitivement.

En ce qui concerne le pas d'adaptation, il sera également nécessaire de pouvoir modifier sa valeur sans influencer le reste du filtre lors des simulations. Les modèles existants permettent uniquement de changer ce paramètre en arrêtant la simulation, ce qui est gênant pour évaluer les performances des structures, d'autant plus que l'objectif est de rendre l'égaliseur autonome. Ainsi, l'astuce adoptée pour solutionner cet obstacle est d'ajouter un facteur de multiplication sur ce pas d'ajustement. Ainsi pour nos simulations, nous avons fixé la valeur initiale à 0.001, qui est alors multiplié par le facteur dont la valeur est 1 lorsque les variations du canal sont faibles et 10 lorsque celle-ci sont grandes.

Bien évidemment, la capacité de moduler la longueur effective du filtre et la valeur du gain sans réinitialiser les simulations est requise car le contrôle de ces paramètres ne se

fait pas manuellement, mais de manière automatique grâce à la présence de l'estimateur qui enverra des informations utiles à l'égaliseur par le biais d'un algorithme.

### 5.1.2 Algorithme de traitement

Dans notre étude, les informations utiles fournies par traitement de l'estimateur RLS sont profitables pour la reconfiguration des égaliseurs. Ceci est particulièrement bien adapté au contexte de la radio reconfigurable par logiciel. L'estimation de la réponse impulsionnelle du canal permet d'en retirer des informations comme le nombre de trajets et leurs délais ce qui est utile pour la reconfiguration de la longueur de l'égaliseur. Ces renseignements s'extraient de la réponse impulsionnelle du canal à l'aide d'un algorithme de traitement qui détermine la taille en se fondant sur une valeur de seuil. Celle-ci délimite les coefficients dont la valeur sera trop faible pour être considérée comme un trajet de ceux dont la valeur sera suffisamment grande. Une fois les trajets repérés par le seuillage, la taille efficiente pour les filtres LTE sera alors le délai de l'écho avec le plus de retard auquel on ajoutera « 1 » pour le coefficient correspondant au temps zéro. Par exemple si l'estimation présente un trajet principal sans retard et deux trajets secondaires avec 14 et 20 symboles de retard alors la taille efficiente pour une structure LTE sera de 21. Il a été vu précédemment qu'il était possible de choisir une plus grande taille, car l'égaliseur doit inverser les effets du canal, ce qui rendrait sa longueur infinie dans un cas idéal. La décision de choisir une plus grande taille dépend du bruit et bien évidemment de l'application envisagée. Dans notre cas, nous limiterons la taille de l'égaliseur au délai de l'écho le plus long, et non aux multiples ou toute autre combinaison.

Pour une structure DFE, il a été défini qu'il était nécessaire que le filtre arrière soit de taille égale à celle du délai du trajet le plus en retard. De plus, nous configurerons la taille du filtre avant comme le délai de l'écho pour des situations de phase non-minimale.

Pour le pas d'adaptation, il a été établi que deux valeurs significatives sont définies pour les variations « lentes » et « rapides ». Ainsi, il faut déterminer un seuil pour la vitesse de variation du trajet le plus fort. Or cette information n'est pas directement fournie par l'estimateur, ce qui requiert le calcul de la pente des estimations entre deux instants donnés. On détermine donc le trajet le plus puissant pour ensuite obtenir sa pente qui est théoriquement calculée entre deux points consécutifs. Cependant, étant donné la présence du bruit, il n'est pas possible d'obtenir des résultats stables de cette manière, ce qui nous amène à calculer la moyenne des pentes sur quelques centaines de points pour obtenir des résultats plus stables.

Lors de l'analyse de l'heuristique pour le pas d'adaptation, il a été montré que l'heuristique était satisfaisante, mais elle présentait tout de même des imperfections et des effets de bords. L'élaboration de l'algorithme peut alors améliorer les traitements si des observations pertinentes sont déterminées. En outre, lorsque la pente est supérieure au seuil et qu'elle chute abruptement en dessous du seuil, cela correspond généralement à un changement du trajet le plus puissant, ce qui nécessite une adaptation rapide et donc une grande valeur pour le pas d'adaptation. Dans cette situation, il a été déterminé d'après les observations qu'il fallait maintenir le pas d'adaptation à une valeur élevée pendant 20 000 échantillons environ (2% d'une période de transmission). D'autre part, lors du démarrage de la simulation, la phase transitoire correspondant à l'initialisation des coefficients requiert une valeur élevée du pas d'adaptation. On a alors fixé pendant 10 000 échantillons (1% d'une période de transmission) une grande valeur pour le pas d'adaptation lors de chaque démarrage de simulation.

En résumé, une fois l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal obtenue, l'algorithme peut s'exécuter selon les étapes suivantes :

1. Calcul de la longueur de filtre efficace :

Après avoir effectué le seuillage des coefficients de la réponse impulsionnelle estimée, nous retenons l'indice du coefficient le plus éloigné.



- Taille LTE = valeur de l'indice + 1
- Taille FF DFE = valeur de l'indice + 1
- Taille FB DFE = valeur de l'indice

## 2. Calcul du pas d'adaptation efficace :

Après avoir calculé les pentes du trajet le plus puissant, nous faisons la moyenne des pentes pour obtenir la valeur correspondant aux variations du canal.

- Si variations < seuil : facteur = 1
- Si variations > seuil : facteur = 10

## 3. Compléments :

- Lors de l'initialisation, maintenir le facteur du pas d'adaptation à 10 pendant 10000 échantillons.
- Lors de changements de phase, maintenir le facteur du pas d'adaptation à 10 pendant 20000 échantillons.

L'algorithme de traitement prend toute son importance lors de l'interprétation des résultats fournis par l'estimateur, car la justesse des informations transmises à l'égaliseur en dépend. Maintenant l'algorithme établi, nous allons pouvoir analyser les résultats des tests pour l'égaliseur LTE-LMS.

## 5.2 Résultats des analyses pour le LTE-LMS

Pour évaluer les performances de l'ajout d'un estimateur à un égaliseur, prenons donc un cas simple, le LTE-LMS. L'étude de l'ajout d'un estimateur à un égaliseur semble tout à fait intéressante étant donné que ce module de gestion apporterait de l'intelligence et de l'autonomie au système. Analysons les résultats de cette nouvelle structure avec l'algorithme étudié précédemment. Pour évaluer les performances, nous avons effectué

une longue simulation afin de pouvoir assurer la validité des résultats. Les canaux sans fil ciblés dans notre étude sont les canaux SUI qui sont de bonnes modélisations des cas réels. Les simulations sont réalisées sur le canal SUI-6 dont on peut retrouver les détails dans la référence (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al., 2003), les principales caractéristiques nous intéressant étant :

- un trajet principal sans délai, de puissance unitaire et avec un effet Doppler de 0.4Hz;
- un trajet secondaire avec 14 $\mu$ s de retard (14 symboles pour notre fréquence d'échantillonnage), de puissance -10dB et un effet Doppler de 0.3Hz;
- un trajet secondaire avec 20 $\mu$ s de retard (20 symboles pour notre fréquence d'échantillonnage), de puissance -14dB et un effet Doppler de 0.5Hz.

Le canal utilisé pour ces simulations est présenté sur la figure 27 :

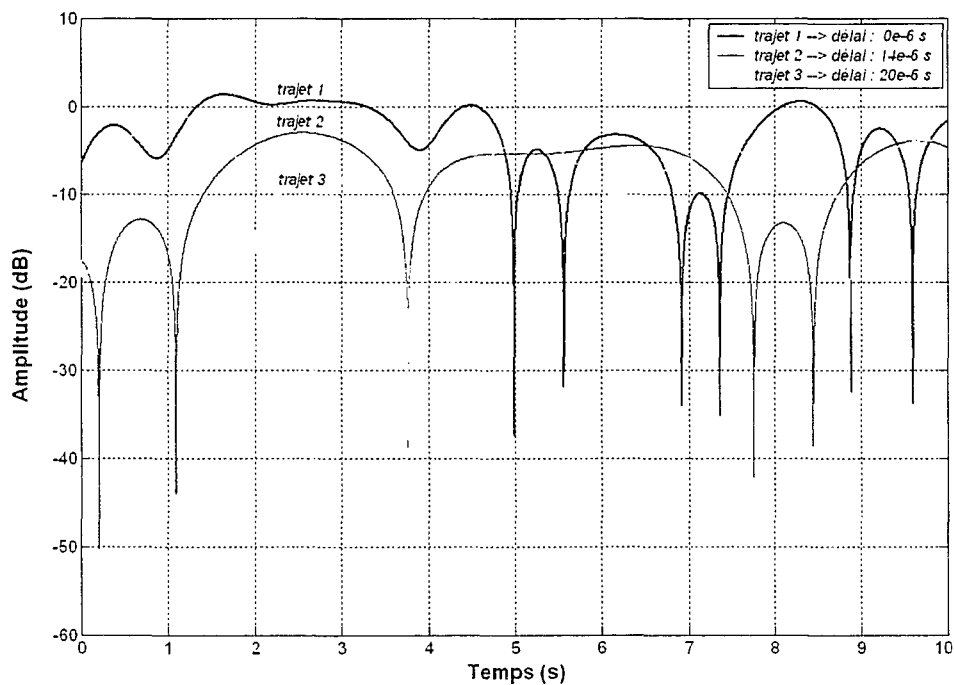


Figure 27 Canal SUI-6

L'observation de ce canal fournit quelques remarques utiles pour notre étude. En effet, nous remarquons que les trajets subissent de temps en temps de forts évanouissements, ce qui rend le canal instable. Ainsi, le même trajet ne pourra rester le plus fort tout au long de la simulation, ce qui produit des changements de phase. D'un autre côté, il existe bien évidemment des situations où le trajet le plus puissant garde une certaine stationnarité pendant un moment. Ainsi, le canal est considéré comme relativement stable.

Toute la difficulté de paramétrer un égaliseur pour des contextes de liaisons sans fil provient justement du fait que le canal est non stationnaire. Ainsi, en configurant un égaliseur d'une certaine manière pour une application, ce qui offrirait de bonnes performances, il est très probable que les conditions de canal changent au cours du temps, ce qui nécessiterait un nouveau paramétrage.

Prenons l'exemple d'un utilisateur utilisant sa radio en déplacement dans la ville. En zone urbaine, les situations de trajet en vue directe sont très rares, et il y a apparition du phénomène de multitrajet à cause de tous les obstacles comme les édifices. Ces obstacles provoquent également des évanouissements sur les différents trajets. La liaison est donc en constante variation et il est fortement probable qu'une seule configuration de l'égaliseur ne pourra être efficace en tout temps.

Supposons maintenant que cet utilisateur se rende en zone rurale tout en gardant la communication, il y a alors un changement radical des conditions de transmission où il y a une plus forte probabilité d'un trajet en vue directe avec moins de trajets secondaires, mais ces échos seront souvent plus longs qu'en zone urbaine. Ainsi, l'égaliseur nécessite encore une reconfiguration.

Nous voyons donc qu'au cours d'une communication, il peut être possible de recourir à de nombreuses configurations d'égaliseur pour garder de bonnes performances. Il serait imaginable de garder plusieurs égaliseurs avec des paramètres différents et de garder l'égaliseur le plus approprié aux conditions. L'estimateur de canal offre cette possibilité

d'une certaine manière, car il permettrait de connaître les conditions de propagation et ainsi de fournir les informations nécessaires pour une reconfiguration automatique de l'égaliseur. Il permet en quelque sorte de deviner une configuration efficace de l'égaliseur grâce à l'étude du paramétrage des égaliseurs du chapitre 3.

Précisons que le coût élevé de l'estimateur peut alors évoquer un paradoxe qui serait de consacrer les ressources de l'estimateur dans un égaliseur plus complexe, plus performant et plus long. Mais ceci peut être justifié par le fait que dans la réalité, même si le canal est non stationnaire, celui-ci ne varie pas aussi rapidement que le taux de transmission des symboles. Ainsi, l'estimateur ne sera pas continuellement en fonctionnement et ne nécessitera des ressources que de manière ponctuelle. L'attribution des ressources de l'estimateur à d'autres fonctions lorsque ce dernier ne sera pas nécessaire est rendue possible, car nous sommes dans un contexte de radio reconfigurable par logiciel. Nous considérons donc que les variations des caractéristiques du canal sont de l'ordre de la seconde (Wu, 2000) alors que notre vitesse de transmission est de l'ordre de la microseconde.

Les conditions du canal de la figure 27 nous amènent à prévoir quatre configurations d'égaliseur efficaces pour les différents cas de figure envisageables qui sont :

- variations lentes du trajet le plus fort et le trajet avec  $20\mu s$  de retard suffisamment puissant pour être pris en compte;
- variations rapides du trajet le plus fort et le trajet avec  $20\mu s$  de retard suffisamment puissant pour être pris en compte;
- variations lentes du trajet le plus fort, le trajet avec  $14\mu s$  de retard suffisamment puissant pour être pris en compte et le trajet avec  $20\mu s$  de retard pas assez puissant pour être pris en compte;
- variations rapides du trajet le plus fort, le trajet avec  $14\mu s$  de retard suffisamment puissant pour être pris en compte et le trajet avec  $20\mu s$  de retard pas assez puissant pour être pris en compte.

Les cas où les deux trajets secondaires ne sont pas assez puissants pour être pris en compte sont rares et lorsque cette situation survient, l'égaliseur ne nécessite pas de modification particulière.

Les configurations des égaliseurs LTE-LMS retenues sont :

- une longueur de 21 coefficients (pouvant couvrir des trajets jusqu'à 20 symboles de retard) avec un pas d'adaptation faible;
- une longueur de 21 coefficients (pouvant couvrir des trajets jusqu'à 20 symboles de retard) avec un pas d'adaptation élevé;
- une longueur de 15 coefficients (pouvant couvrir des trajets jusqu'à 14 symboles de retard) avec un pas d'adaptation faible;
- une longueur de 15 coefficients (pouvant couvrir des trajets jusqu'à 14 symboles de retard) avec un pas d'adaptation élevé.

Selon l'évolution du canal au cours du temps, chacune de ces configurations est susceptible de procurer les meilleures performances pour des situations particulières où les autres configurations ne seront pas efficaces. Ces observations pertinentes sont rendues possibles par l'estimateur alors que dans le cas où il n'y a pas d'estimation de canal, le paramétrage de l'égaliseur s'effectue de manière « aveugle ». Par exemple, nous pourrions choisir un égaliseur couvrant des échos courts, moyens ou longs, donc des longueurs de 4, 8, 16 ou 32 par exemple sans réellement connaître la longueur nécessaire. On pourrait alors mettre un égaliseur très long pour couvrir de longs échos mais si les échos du canal sont courts, les ressources seraient alors inutilement utilisées sans fournir nécessairement les meilleurs résultats. Ainsi nous voyons qu'il est difficile voir impossible de définir une longueur adéquate pour toutes les communications sans fil. D'autre part, le second paramètre de l'égaliseur doit être également défini en fonction des variations du canal. Par exemple, si le canal est fortement non stationnaire, il sera nécessaire d'utiliser une valeur du pas d'adaptation élevée pour une convergence plus rapide et dans le cas où le canal est relativement stationnaire, une faible valeur du

pas d'adaptation permet de minimiser le désajustement des résultats. Pour toutes ces raisons, la présence d'un estimateur de canal est pleinement justifiée.

Les performances fournies par l'association d'un estimateur à un égaliseur LTE-LMS reconfigurable sont tout à fait satisfaisantes. En effet, l'algorithme traitant les résultats de l'estimateur permet à l'égaliseur de rester paramétré de manière efficace en tout temps. Ainsi, grâce à l'estimateur, l'égaliseur reste ajusté quant à sa taille et à son pas d'adaptation selon les configurations énoncées précédemment. Au niveau de l'EQM, les performances montrent que l'estimateur permet de garder tout le temps de bons résultats mais pas forcément les plus faibles erreurs. Par exemple, pour ce qui est de la valeur du pas d'adaptation, étant donné que notre heuristique permet de choisir entre deux valeurs uniquement, il est tout à envisageable que d'autres valeurs particulières puissent fournir de meilleurs résultats à certains moments. Cependant, la structure avec l'estimateur choisit en tout temps la valeur efficace parmi les deux choix ce qui présente un traitement efficace dont l'erreur restera très proche de l'erreur optimale. Par contre, si les taux de variation du canal changent, la valeur du pas d'adaptation pour l'égaliseur reconfigurable changera pour rester approprié au canal, alors qu'un égaliseur fixe qui proposait une erreur plus faible pour certaines conditions particulière effectuera un traitement inefficace ou de moindre qualité.

Pour ce qui est de la taille, l'apparition et la disparition de trajets rendront certains égaliseurs fixes inopérants, alors que l'estimateur permettra à l'égaliseur reconfigurable de garder une taille efficace en tout temps.

Ces observations permettent d'affirmer que l'égaliseur reconfigurable gardera tout au long de la communication des paramètres adéquats pour un traitement efficace, mais pas forcément optimal. Quoi qu'il en soit, cette nouvelle structure garantit globalement de bons résultats. Ainsi, l'EQM de cette structure complexe ne sera pas la plus faible en tout temps, mais elle restera du moins dans la zone « faible ». D'autre part, l'atout majeur, autre que l'EQM est qu'au niveau du nombre d'erreurs, la reconfigurabilité

assure un traitement performant. Ce critère d'évaluation est très important, car outre la minimisation de l'EQM, il reste impératif de minimiser le nombre d'erreurs du récepteur lors d'une communication sans fil.

L'apport d'un estimateur est donc précieux pour la reconfiguration de l'égaliseur LTE-LMS lorsque les canaux sont non stationnaires. La même étude concernant les autres égaliseurs (DFE-LMS et LTE-RLS) permet de fournir les mêmes conclusions. Cependant, la question du choix du type d'égaliseur se pose car chacun a des caractéristiques différentes. C'est ainsi que le concept de multiégalisation (principe d'utiliser plusieurs égaliseurs complémentaires en parallèle pour avoir les meilleures performances en tout temps) offre tout son intérêt.

### **5.3 La multiégalisation**

#### **5.3.1 Définition**

L'idée de la multiégalisation (Dumais, 2004) provient du fait qu'en variant la configuration des échos d'un canal non stationnaire, il a été démontré que certaines situations peuvent favoriser l'utilisation d'un égaliseur plutôt qu'un autre. En effet, peu importe les conditions du canal, il y a toujours un égaliseur qui optimise la correction des distorsions d'amplitude et de phase du canal. Ainsi, plus il y a d'égaliseurs utilisés parallèlement, meilleures sont les performances du multiégaliseur. Ceci permet alors d'augmenter la diversité des filtres présents dans la structure et donc de couvrir un plus grand éventail de conditions de canal. La configuration du multiégaliseur étudié dans la référence se présente ainsi :

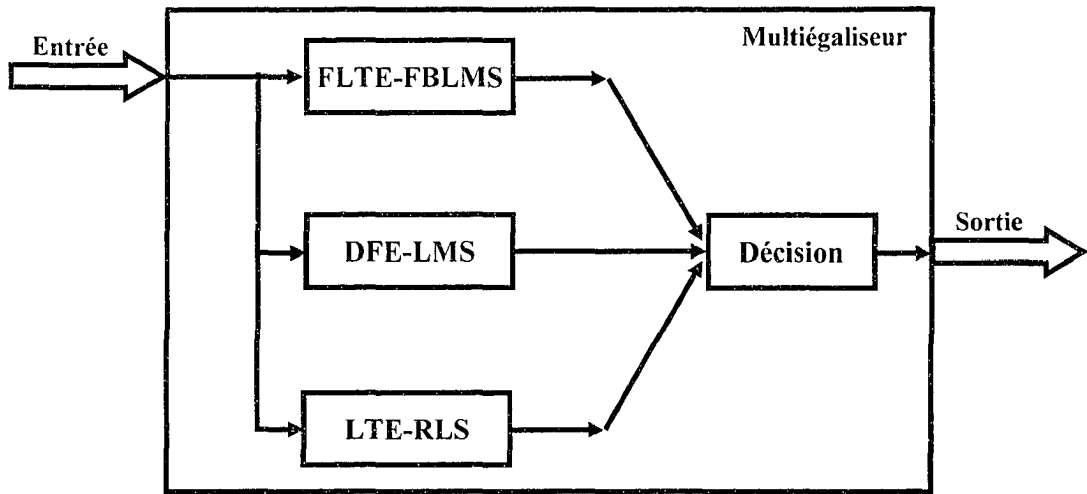


Figure 28 Schéma bloc du multiégaliseur

Ce multiégaliseur se compose d'un égaliseur FLTE-FBLMS (qui n'est autre qu'un LTE-LMS réalisé dans le domaine fréquentiel, ce qui est moins coûteux pour de longs égaliseurs), d'un égaliseur DFE-LMS, et d'un égaliseur LTE-RLS. D'autre part, les résultats sont alors envoyés au module de décision qui va choisir le meilleur égaliseur pour le canal en cours. Une décision finale doit alors être prise pour déterminer quel égaliseur semble être le mieux adapté aux conditions de l'environnement de propagation.

L'élaboration d'une stratégie de multiégalisation nécessite une attention particulière quant au choix des égaliseurs. En effet, cette étape est primordiale car la sélection des égaliseurs s'avèrera décisive pour le bon fonctionnement de la structure. Les égaliseurs considérés doivent donc avoir des capacités complémentaires favorisant leur utilisation dans différentes conditions :

- l'égaliseur FLTE-FBLMS est considéré pour couvrir de longues réponses impulsionnelles, car il nécessite un coût moindre pour de grandes tailles de



filtres, étant donné qu'il est réalisé dans le domaine fréquentiel. Ceci permet de corriger de longs échos dans le canal;

- l'égaliseur DFE-LMS est utilisé car c'est une structure offrant le meilleur rapport complexité-performance. Il est en général très efficace et n'est pas plus complexe à réaliser qu'un LTE-LMS ;
- l'égaliseur LTE-RLS a été retenu pour sa rapidité de convergence et son algorithme performant. Il offre ainsi au multiégaliseur la capacité de s'adapter à des variations rapides du canal.

Le multiégaliseur est donc une structure complète du point de vue performance, car chacun de ses égaliseurs procure de bonnes performances pour des cas très différents les uns des autres, ce qui permet de couvrir la majorité des cas de figure. C'est donc une large gamme d'égaliseurs permettant de traiter efficacement la plupart des conditions de canal rencontrées de manière complémentaires. La métrique de décision est l'autre paramètre important à considérer lors de la conception du multiégaliseur. En effet, celle-ci permet d'optimiser l'utilisation des capacités de chaque égaliseur dans le but de créer une architecture des plus performantes. La métrique considérée dans le multiégaliseur est l'erreur quadratique moyenne. C'est un critère de décision assez représentatif du comportement de l'égaliseur en fonction du temps, car il est calculé en fonction des symboles en sortie.

### **5.3.2 Caractéristiques du multiégaliseur selon les paramètres du canal**

L'élaboration du multiégaliseur requiert donc l'étape décisive du choix des égaliseurs à insérer dans la structure. En effet, chaque égaliseur offrant un traitement efficace pour des cas de figure bien distincts, il faut alors vérifier les forces et les faiblesses de chacun. Le tableau IV présente donc les différentes conditions de canal rencontrées et l'égaliseur à privilégier dans chacun des cas.

Tableau IV

Égaliseurs à privilégier selon différents états du canal

Égaliseur	Échos courts	Échos longs	Doppler lent	Doppler rapide	Phase minimale	Phase non minimale
<b>FLTE-FBLMS</b>		✓			✓	
<b>DFE-LMS</b>	✓		✓			✓
<b>LTE-RLS</b>				✓		

✓ : indique l'égaliseur à privilégier

On peut donc voir que chacun des égaliseurs a en quelque sorte sa spécificité, ce qui justifie totalement le concept de multiégalisation.

Il a été vu que les conditions du canal permettent de prendre des décisions sur le comportement de la structure de multiégalisation. En effet, l'estimateur de canal permet d'avoir ces informations concernant l'état de la communication. Il serait ainsi possible de prendre une décision avec un degré de confiance plus élevé. D'autre part, les informations du canal permettent également un paramétrage des égaliseurs appropriés aux besoins et donc efficace. Ce concept sera étudié dans la partie suivante.

Notre étude de l'estimateur ainsi que celle du multiégaliseur permet d'introduire l'idée de compléter et d'améliorer la structure du multiégaliseur en y ajoutant l'estimateur. Cette idée de combiner l'estimateur au multiégaliseur apportera une certaine intelligence à une structure complexe et efficace.

#### 5.4 L'estimateur combiné au multiégaliseur

Dans le concept de multiégalisation, les égaliseurs restent fixes et nous avons vu précédemment que l'estimateur permet une reconfiguration des paramètres, ce qui rend l'estimateur très utile. La combinaison de l'estimateur avec le multiégaliseur permettrait donc de choisir la taille et le pas d'adaptation d'un égaliseur. Les modifications de taille et de pas d'adaptation sont possibles car on se place dans un contexte de radio reconfigurable par logiciel, qui consiste en une plateforme hautement modulable et très performante. La nouvelle structure complexe est présentée sur la figure 29.

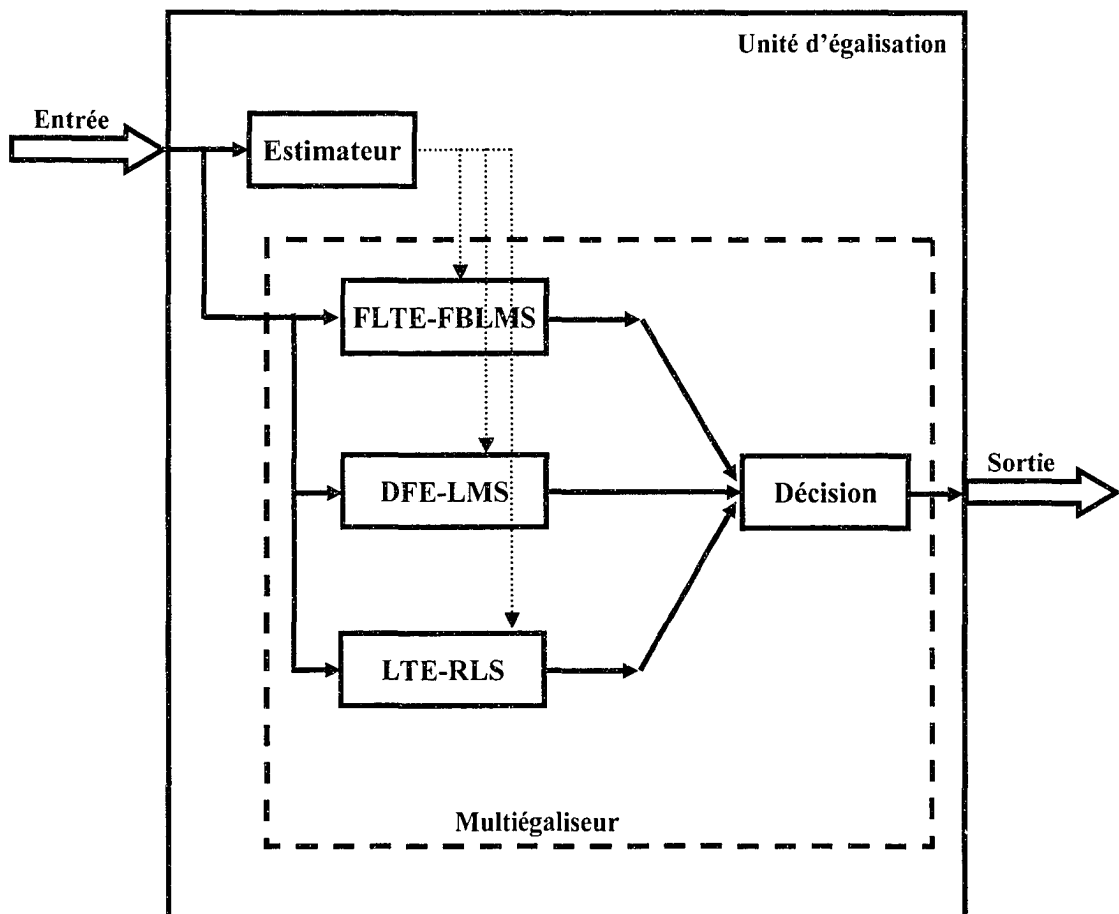


Figure 29 Schéma du système estimateur-multiégaliseur

Cette nouvelle structure du multiégaliseur contient un nouveau module gestionnaire du paramétrage des égaliseurs. En effet, nous avons vu précédemment que les paramètres des égaliseurs restent fixes, ce qui est un inconvénient lorsque le canal est non stationnaire. Ainsi, l'estimateur est capable de fournir les informations pour reconfigurer les égaliseurs dans le contexte de radio reconfigurable par logiciel. Ainsi, en se basant sur les paramètres fixes du multiégaliseur (Dumais, 2004) c'est-à-dire :

- un égaliseur FLTE-FBLMS ayant une longueur de 256 coefficients à espacement fractionnaire (Proakis, 2001) et centrée à l'instant zéro. Ainsi, l'égaliseur peut couvrir des échos allant jusqu'à 64 symboles de retard et d'« avance ». Le pas d'adaptation est fixé à 0.001;
- un égaliseur DFE-LMS ayant une longueur de 32 coefficients à espacement fractionnaire pour le filtre avant et une longueur de 4 coefficients à espacement non-fractionnaire pour le filtre arrière. Ainsi, cet égaliseur permet de couvrir des échos avec 16 symboles de retard et 4 symboles d'avance. La valeur du pas d'adaptation est de 0.01;
- un égaliseur LTE-RLS ayant une longueur de 16 coefficients à espacement fractionnaire qui est centré à l'instant zéro. Le facteur d'oubli est fixé à 0.99.

L'intérêt de centrer le filtre en zéro est de pouvoir égaliser des situations de phase non-minimale où le trajet principal sans retard n'est pas le plus puissant. L'égaliseur se synchronise alors sur le trajet le plus puissant, et doit donc corriger le trajet sans retard qui est donc en « avance ». Ainsi lorsque le filtre est centré à l'instant zéro, il est nécessaire de doubler sa taille pour couvrir le retard souhaité.

D'autre part, lors de la réalisation matérielle des égaliseurs, il est plutôt rare de le faire avec un filtre linéaire transverse ayant des coefficients espacés au taux de symboles. En effet, en pratique, il est toujours difficile de déterminer l'instant d'échantillonnage optimal. Afin d'améliorer la correction de phase, un espacement inférieur au taux de symboles est à privilégier. Dans le cas du multiégaliseur, les filtres sont définis avec un

espacement de  $\frac{1}{2}$ . Le filtre aura donc besoin de deux fois plus de coefficients pour couvrir la même réponse impulsionnelle qu'à espacement simple. Plus de détails peuvent être retrouvés dans la référence (Proakis, 2001).

L'estimateur de canal permettrait donc de paramétrer la taille et le pas d'adaptation de ces égaliseurs comme on l'a vu pour l'égaliseur LTE-LMS. Ainsi, en combinant l'utilisation d'un estimateur au multiégaliseur, une nouvelle stratégie d'égalisation peut être envisagée; celle-ci est résumée dans le tableau V. Précisons que la taille sera ajustée automatiquement à la longueur de l'écho le plus long et il n'est donc pas nécessaire de mentionner ce paramètre dans le tableau suivant.

Tableau V

Choix de l'égaliseur et de ses paramètres selon différents états du canal

Longueur des échos	Courts < 4μs		Moyens > 4μs et < 16μs		Longs > 16μs	
Variations Doppler	f <sub>m</sub> lente < 10Hz	f <sub>m</sub> rapide > 10Hz	f <sub>m</sub> lente < 10Hz	f <sub>m</sub> rapide > 10Hz	f <sub>m</sub> lente < 10Hz	f <sub>m</sub> rapide > 10Hz
Égaliseur et paramètres	DFE-LMS μ=0.001	LTE-RLS	DFE-LMS μ=0.001	DFE-LMS μ=0.01	FLTE- FBLMS μ=0.001	FLTE- FBLMS μ=0.01

Ce tableau constitue donc un récapitulatif des propositions d'architecture autonome d'égalisation. Ainsi, il correspond à l'algorithme de traitement du module d'égalisation car tous les éléments permettent d'effectuer les choix adaptés aux situations rencontrées. L'analyse de cette nouvelle structure présente nécessairement de nombreux atouts tels que la possibilité d'utiliser différents égaliseurs afin de pouvoir faire face à toutes les situations possibles. Les performances du multiégaliseur ayant déjà été démontrées dans la référence (Dumais, 2004), l'ajout de l'estimateur en s'appuyant sur les études du

paramétrage au chapitre 3 confirme d'autant plus les résultats. L'estimateur permettrait donc de rendre la structure du multiégaliseur encore plus efficace, plus autonome, plus flexible et plus « intelligente ».

L'analyse de ce module permet la possibilité d'envisager de n'avoir qu'un seul égaliseur à la fois. En effet, l'estimateur fournirait les décisions à prendre, et l'égaliseur choisi serait programmé alors que le précédent serait supprimé. Ceci permettrait alors d'économiser des ressources pour offrir une plus grande taille à l'égaliseur présent ou encore pour permettre l'ajout d'autres modules dans la radio par exemple. Toutes ces manipulations sont envisageables dans le contexte de radio reconfigurable par logiciel et représenteraient certainement un défi au niveau de l'implémentation microélectronique.

## 5.5 Étude complémentaire

La raison d'être de l'estimateur était de pouvoir fournir les informations nécessaires afin de reconfigurer la taille de l'égaliseur notamment. Cependant, l'estimateur est également un filtre qui nécessite la définition d'une taille. Ainsi, le problème paraît récurrent si l'estimateur est lui-même trop court pour couvrir toute la longueur du canal. Dans ce cas, l'estimation n'est pas complète et la reconfiguration des égaliseurs ne peut être efficace. Pour justifier ce paradoxe, nous avons supposé que les trajets du canal ayant des délais supérieurs à une certaine valeur pouvaient être considérés comme négligeables. Cependant, cette hypothèse ne peut être absolue et il est tout de même possible qu'un trajet avec un très grand délai ait une puissance suffisamment importante pour être pris en considération. Il serait donc nécessaire et pertinent de déterminer un moyen de remédier à ce problème.

L'idée pour résoudre cette difficulté est de tenter de distinguer les différentes réponses impulsionnelles des filtres en calculant l'énergie des signaux à leur sortie. En effet, l'énergie de signaux à la sortie de deux filtres différents pour un même signal d'entrée

est différente à cause de la réponse impulsionnelle caractérisant chacun des filtres. Étant donné que dans notre cas, les signaux d'entrée du canal et ceux à l'entrée de l'estimateur sont les mêmes, il est alors possible de caractériser les réponses impulsionnelles de ces deux filtres. De ce fait, nous savons que plus la réponse impulsionnelle d'un filtre est dense, et plus l'énergie du signal de sortie sera élevée d'après l'interprétation de la formule de l'énergie (Proakis, Monolakis, 1996):

$$E_N = \sum_{n=-N}^N |x(n)|^2 \quad (5.1)$$

où  $E_N$  est l'énergie calculée,  
 $x(n)$  le signal considéré,  
 $N$  la limite de l'intervalle considéré.

Ainsi, si la réponse impulsionnelle de l'estimateur est plus courte que celle du canal et qu'il y a des trajets non négligeables manquant dans la réponse de l'estimateur, alors l'énergie du signal à sa sortie sera inférieure à l'énergie à la sortie du canal. Cette relation a été vérifiée au niveau des simulations et les résultats pratiques sont présentés sur les figures suivantes. La figure 30 illustre la réponse impulsionnelle idéale du canal avec le plus long écho ayant un délai de 14 symboles (14  $\mu$ s dans notre étude) de retard.

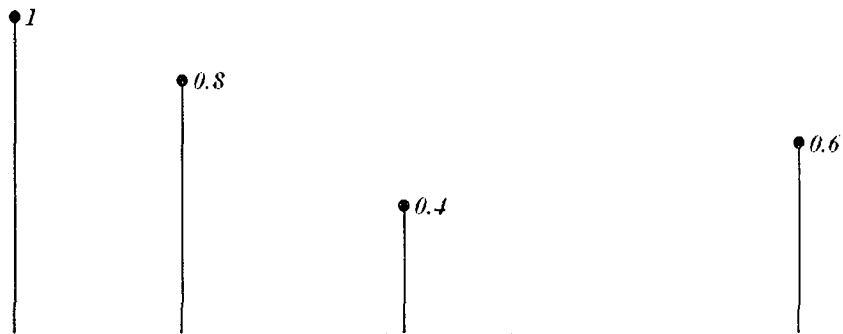


Figure 30 Réponse impulsionnelle du canal

L'énergie calculée pour les signaux à la sortie de ce canal est de 6.792dB qui sera une valeur de repère pour les comparaisons avec les résultats qui suivent.

La figure 31 illustre la réponse impulsionnelle de l'estimateur avec une longueur couvrant entièrement le canal.

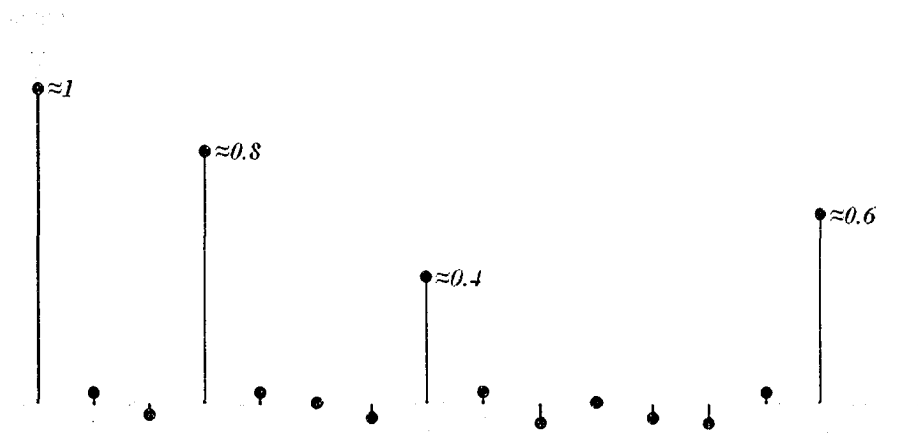


Figure 31 Réponse impulsionnelle de l'estimateur couvrant complètement le canal



Dans ce cas de figure, pour les mêmes signaux en entrée, l'énergie des signaux à la sortie de ce filtre est de 6.745dB. La différence entre les deux énergies calculées est en partie due au bruit présent lors de l'estimation. Le bruit est d'ailleurs visible pour les coefficients autres que ceux des trajets. D'autre part, étant donné que c'est une estimation du canal, il est logique que cette réponse impulsionnelle ne soit pas exactement identique à celle du canal mais les coefficients estimés sont très proches des valeurs idéales. Ainsi, les résultats étant assez proche, il est possible de conclure ici que l'estimateur représente bien entièrement le canal, c'est-à-dire que celui-ci est assez long pour couvrir tout le canal.

La figure 32 illustre la réponse impulsionnelle de l'estimateur avec une longueur ne couvrant que partiellement le canal.



Figure 32 Réponse impulsionnelle de l'estimateur ne couvrant que partiellement le canal

Dans ce cas, nous remarquons que l'estimation ne comprend pas le dernier trajet dans sa réponse impulsionnelle. Les coefficients estimés restent proches des valeurs idéales mais ce filtre n'est pas suffisamment long pour couvrir entièrement le canal. Aussi, nous observons que l'effet de cette troncature provoque légèrement plus d'instabilité pour les coefficients qui devraient être nuls idéalement. Pour les mêmes signaux d'entrée,

l'énergie calculée à la sortie de cet estimateur est de 5.518dB, ce qui est bien inférieur à l'énergie calculée à la sortie du canal. Le calcul de l'énergie permet donc d'en déduire que l'estimateur est trop court, et qu'il y a des trajets manquant dans sa réponse impulsionnelle ce qui va impliquer qu'il faudra augmenter sa taille pour corriger cette erreur.

Nous avons donc vu que plus la réponse impulsionnelle est dense, et plus l'énergie des signaux de sortie est importante. Ainsi, il sera possible de vérifier si l'estimateur est suffisamment long lors des traitements pour ne pas fournir d'informations erronées.

## CONCLUSION

Ce mémoire a été consacré à l'étude d'un estimateur de canal ainsi qu'à l'analyse de méthodes efficaces pour dimensionner les égaliseurs. En effet, alors que les communications sans fil sont en plein essor, la diversité et la qualité de transmission sont devenues des paramètres décisifs. Il est alors impératif que la liaison soit la plus fiable possible et beaucoup de recherches sont effectuées, notamment au niveau du récepteur, pour répondre à cette demande. Ainsi, le module de réception et plus particulièrement l'égalisation des signaux requiert une grande attention, étant donné que cette étape corrige les effets néfastes du canal de transmission.

Après avoir déterminé le modèle de canal offrant une représentation fidèle du contexte de communications sans fil considéré, il a été nécessaire de décrire l'opération d'égalisation et plus particulièrement les différentes architectures existantes dans la littérature. Une fois ces notions présentées, une étude du dimensionnement des égaliseurs et plus particulièrement de la taille et du pas d'adaptation des égaliseurs a permis d'établir une méthode efficace quant au choix de ces paramètres. La méthode a été définie selon certaines caractéristiques du canal comme le nombre de trajets ainsi que leurs puissances. L'exploitation de cette analyse semble possible dans un contexte de radios reconfigurables par logiciel où le récepteur peut subir des modifications lors de son fonctionnement de manière autonome, sans intervention extérieure. À cette fin, il a semblé intéressant d'étudier un estimateur de canal permettant d'obtenir les informations nécessaires au dimensionnement des égaliseurs. En effet, dans ce contexte de communications sans fil, il apparut pertinent d'estimer les diverses informations supplémentaires provenant du canal de transmission qui semble être une ressource non exploitée. L'estimateur RLS fournit des résultats très fiables et convient très bien pour nos besoins. L'étude de la combinaison de l'estimateur à l'égaliseur a fourni des résultats très intéressants tout d'abord en améliorant les performances du module d'égalisation mais également en apportant une autonomie et une flexibilité qui sont des atouts très appréciés dans les systèmes de communications sans fil. Pour étendre ce

concept, nous avons étudié une nouvelle architecture complexe d'égalisation qu'est le multiégaliseur afin de proposer une combinaison de celui-ci avec l'estimateur, ce qui permettrait très certainement d'offrir un module d'égalisation complet, performant et capable de se reconfigurer de manière automatique.

Suite à cette étude des égaliseurs et de l'estimateur de canal, il serait intéressant d'étendre la recherche en appliquant l'estimateur à une architecture de multiégalisation qui est constituée de plusieurs égaliseurs de différents types fonctionnant en parallèle, ce qui permet de garder les meilleurs traitements possible dans toutes les situations. Ainsi, l'estimateur permettrait d'ajouter de l'intelligence à une architecture déjà efficace. Dans le contexte actuel, où les radios configurables par logiciel sont l'objet de développement accrus, l'ajout d'un module d'estimation dans une architecture comme le multiégaliseur peut permettre à ce dernier de s'adapter automatiquement à divers environnements sans aucune intervention externe, donc de le rendre encore plus autonome et flexible. D'autre part, la réalisation microélectronique de telles structures semble être un défi qu'il serait intéressant d'analyser car les circuits programmables sont maintenant très rapides et dotés d'une grande capacité logique.

## **ANNEXE 1**

### **Étude de l'algorithme RLS**

L'étude de l'algorithme des moindres carrés récursifs (recursive least-squares : RLS) (Haykin, 2002) s'effectue en plusieurs étapes. Commencerons l'étude par quelques relations de base relatifs à la méthode des moindres carrés. Par la suite, le filtre RLS sera développé à l'aide du lemme d'inversion matricielle.

### A.1 Préliminaires

Pour l'implémentation récursive de la méthode des moindres carrés, commençons les calculs avec les conditions initiales présentes et utilisons les informations contenues dans les nouveaux échantillons de données pour mettre à jour les anciennes estimations. La longueur des données observables est variable. Ainsi, on définit une fonction coût à minimiser  $J(n)$  où  $n$  est la longueur variable des données observables. Aussi, il est courant d'introduire un facteur de poids dans la définition de  $J(n)$  :

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \beta(n, i) |e(i)|^2 \quad (\text{A.1})$$

où  $e(i)$  est la différence entre la réponse désirée  $d(i)$  et le sortie  $y(i)$  produite par le filtre pour lequel les entrées au temps  $i$  sont  $u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)$ .

$$\begin{aligned} e(i) &= d(i) - y(i) \\ &= d(i) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(i) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

où  $\mathbf{u}(n)$  est le vecteur d'entrée au temps  $i$  définit par :

$$\mathbf{u}(i) = [u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)]^T \quad (\text{A.3})$$

et  $\mathbf{w}(n)$  est le vecteur de poids définit au temps  $n$  par :

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \quad (\text{A.4})$$

Notons que les poids des coefficients du filtre restent fixes durant l'intervalle d'observation  $1 \leq i \leq n$  pour laquelle la fonction coût est définie.

Le facteur de pondération  $\beta(n, i)$  dans (A.1) a la propriété suivante :

$$0 < \beta(n, i) \leq 1, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{A.5})$$

L'utilisation du facteur de pondération est en général utilisée pour s'assurer que les données dans le passé lointain sont « oubliées » de manière à offrir la possibilité de suivre les variations statistiques des données observables quand le filtre opère dans un environnement non stationnaire. Une forme spéciale de pondération qui est généralement utilisée est le facteur de pondération exponentiel ou facteur d'oubli qui est définie par :

$$\beta(n, i) = \lambda^{n-i}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{A.6})$$

où  $\lambda$  est une constante positive proche mais inférieure à l'unité. Quand  $\lambda = 1$ , nous avons la méthode ordinaire des moindres carrés. L'inverse de  $1 - \lambda$  est approximativement une mesure de la mémoire de l'algorithme. Le cas particulier lorsque  $\lambda = 1$  correspond à une mémoire infinie.

### A.1.1 Régularisation

L'estimation des moindres carrés, comme la méthode des moindres carrés est un problème inverse, posé de manière inexact dans lequel les données en entrée consistent en un vecteur  $\mathbf{u}(n)$  et en une réponse désirée correspondante  $d(n)$  pour  $n$  variant;

l'objectif étant d'estimer le vecteur paramètre inconnu d'un modèle RIF qui lie  $d(n)$  à  $\mathbf{u}(n)$ .

La nature de la position inexacte du problème est due aux raisons suivantes :

- Il n'y a pas suffisamment d'informations en entrée pour reconstruire la relation entrée-sortie
- L'inévitable présence du bruit ou l'imprécision des données en entrée ajoute de l'incertitude dans la reconstruction de la relation entrée-sortie.

Pour mieux poser le problème, redéfinissons la fonction coût comme la somme de deux composantes :

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 + \delta \lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2 \quad (\text{A.7})$$

1. La somme des erreurs quadratiques pondérées :

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |d(i) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(i)|^2$$

qui dépend des données. Cette composante mesure l'erreur pondérée exponentiellement entre la réponse désirée  $d(i)$  et l'actuelle réponse du filtre,  $y(i)$  qui est liée au vecteur d'entrée  $\mathbf{u}(i)$  par  $y(i) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(i)$ .

2. Un terme de régularisation :

$$\delta \lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2 = \delta \lambda^n \mathbf{w}^H(n) \mathbf{w}(n)$$



où  $\lambda$  est un nombre positif réel appelé le paramètre de régularisation. Excepté pour le facteur  $\delta\lambda^n$ , le terme de régularisation dépend uniquement du vecteur  $\mathbf{w}(n)$ . Le terme est inclus dans la fonction coût pour stabiliser la solution pour le problème des moindres carrés en lissant la solution.

Au sens strict, le terme  $\delta\lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2$  a une forme « inappropriée » pour la régularisation pour deux raisons. D'une part, le facteur de pondération exponentielle  $\lambda$  est dans l'intervalle  $0 < \lambda \leq 1$ ; ainsi, pour  $\lambda$  plus petit que l'unité,  $\lambda^n$  tend vers zéro pour un grand  $n$ , qui signifie que l'effet bénéfique d'ajouter  $\delta\lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2$  à la fonction coût est effacée avec le temps. D'autre part, le terme de régularisation devrait être de la forme  $\delta\|\mathbf{D}F(\hat{\mathbf{w}})\|^2$ , où  $F(\hat{\mathbf{w}})$  est la relation d'entrée-sortie réalisée par le filtre RLS et  $\mathbf{D}$  est l'opérateur différentiel. Néanmoins, le terme de régularisation dans l'équation (A.7) est généralement utilisé dans le design des filtres RLS.

### A.1.2 Reformulation des équations normales

Développant l'équation (A.7) et les autres termes, on remarque que l'effet d'ajouter le terme de régularisation  $\delta\lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2$  dans la fonction coût est équivalent à reformuler la matrice de corrélation  $m$  par  $M$  du vecteur d'entrée  $\mathbf{u}(i)$  :

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) + \delta\lambda^n \mathbf{I} \quad (\text{A.8})$$

Dans cette équation,  $\mathbf{I}$  est la matrice identité  $M$  par  $M$ . Notons que l'ajout du terme de régularisation a également l'effet de rendre la matrice de corrélation  $\Phi(n)$  non singulière à toutes les étapes du calcul en partant de  $n = 0$ . Une matrice de corrélation modifiée comme dans l'équation (A.8) est dite diagonalement chargée.

Le vecteur d'intercorrélation  $M$  par 1 entre les entrées du filtre transversal et la réponse désirée n'est pas affecté par la régularisation :

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) d^*(i) \quad (\text{A.9})$$

Selon la méthode des moindres carrés, la valeur optimale du vecteur  $\hat{\mathbf{w}}(n)$  pour laquelle la fonction coût de l'équation (A.7) atteint sa valeur minimum est définie par les équations normales. Pour le problème récursif des moindres carrés, les équations normales sont réécrites sous forme matricielle :

$$\Phi(n) \hat{\mathbf{w}}(n) = \mathbf{z}(n) \quad (\text{A.10})$$

où  $\Phi(n)$  et  $\mathbf{z}(n)$  sont définis par les équations (A.8) et (A.9).

### A.1.3 Calcul récursif de $\Phi(n)$ et de $\mathbf{z}(n)$

En isolant le terme correspondant à  $i = n$  du reste de la sommation dans (A.8), on peut écrire :

$$\Phi(n) = \lambda \left[ \sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-1-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) + \delta \lambda^{n-1} \mathbf{I} \right] + \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \quad (\text{A.11})$$

Par définition, l'expression entre crochets dans l'équation (A.11) est égale à la matrice de corrélation  $\Phi(n-1)$ . Ainsi, nous obtenons la récursivité suivante pour la mise à jour des valeurs de la matrice de corrélation des entrées :

$$\Phi(n) = \lambda \Phi(n-1) + \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \quad (\text{A.12})$$

Ici,  $\Phi(n-1)$  est l'« ancienne » valeur de la matrice de corrélation, et le produit matriciel  $\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)$  joue le rôle du terme de « correction » dans l'opération de mise à jour. Notons que la récursivité dans l'équation (A.12) fonctionne en dehors des conditions initiales.

De la même manière, on peut utiliser l'équation (A.9) pour obtenir la récursivité suivante pour la mise à jour du vecteur d'intercorrélation entre l'entrée et la réponse désirée :

$$\mathbf{z}(n) = \lambda \mathbf{z}(n-1) + \mathbf{u}(n)d^*(n) \quad (\text{A.13})$$

Pour calculer l'estimation des moindres carrés de  $\hat{\mathbf{w}}(n)$  pour le vecteur de pondération en accord avec l'équation (A.8), il est nécessaire de déterminer l'inverse de la matrice de corrélation  $\Phi(n)$ .

En pratique, nous essayons généralement d'éviter cette opération qui peut demander beaucoup de temps, tout particulièrement lorsque le nombre de coefficients  $M$  est grand. Aussi, nous voudrions pouvoir calculer l'estimation des moindres de carrés de  $\hat{\mathbf{w}}(n)$  récursivement pour  $n = 1, 2, \dots, \infty$ .

Il est possible de réaliser ces deux objectifs en utilisant un résultat de base de l'algèbre des matrices connu comme le lemme de l'inversion de matrice.

## A.2 Lemme de l'inversion de matrice

$\mathbf{A}$  et  $\mathbf{B}$ , deux matrices positives  $M$  par  $M$  liées de la manière suivante :

$$\mathbf{A} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H \quad (\text{A.14})$$

où  $\mathbf{D}$  est une matrice positive  $N$  par  $N$  et  $\mathbf{C}$  une matrice  $M$  par  $N$ . D'après le lemme, nous obtenons :

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H \mathbf{B}\mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{B} \quad (\text{A.15})$$

La preuve de ce lemme est obtenue en multipliant (A.14) par (A.15) et en identifiant que le produit d'une matrice au carrée et de son inverse est égale à la matrice identité.

### A.3 L'algorithme récursif des moindres carrés pondérés exponentiellement

Avec la matrice de corrélation  $\Phi(n)$  qui est considérée comme non singulière et par conséquent inversible, nous pouvons appliquer le lemme d'inversion de matrice à l'équation récursif (A.12). Certaines identifications doivent d'abord être effectuées :

$$\mathbf{A} = \Phi(n)$$

$$\mathbf{B} = \lambda \Phi(n-1)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{u}(n)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{I}$$

Ensuite, en substituant ces définitions dans le lemme d'inversion de matrice, on obtient l'équation récursive suivante pour la matrice de corrélation inverse :

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1} \Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2} \Phi^{-1}(n-1) \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^H(n) \Phi^{-1}(n-1) \mathbf{u}(n)} \quad (\text{A.16})$$

Par facilité de calculs, prenons :

$$\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n) \quad (\text{A.17})$$

et

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n)} \quad (\text{A.18})$$

En utilisant ces définitions, on peut réécrire l'équation (A.16) ainsi :

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (\text{A.19})$$

La matrice  $\mathbf{P}(n)$   $M$  par  $M$  est la matrice de corrélation inverse. Le vecteur  $M$  par  $1$   $\mathbf{k}(n)$  est le vecteur de gain pour des raisons que l'on verra plus tard.

En réarrangeant l'équation (A.18), on obtient :

$$\begin{aligned} \mathbf{k}(n) &= \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n) \\ &= \left[ \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \right] \mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

Remarquons que l'expression entre crochets de (A.20) est égale à  $\mathbf{P}(n)$  de l'équation (A.19). Ainsi, on peut simplifier l'équation (A.20) en :

$$\mathbf{k}(n) = \mathbf{P}(n) \mathbf{u}(n) \quad (\text{A.21})$$

Ce résultat, avec  $\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n)$  peut être utilisé comme la définition du vecteur de gain :

$$\mathbf{k}(n) = \Phi^{-1}(n) \mathbf{u}(n) \quad (\text{A.22})$$

En d'autres termes, le vecteur de gain  $\mathbf{k}(n)$  est défini comme le vecteur  $\mathbf{u}(n)$ , transformé par l'inverse de la matrice de corrélation  $\Phi(n)$ .

### A.3.1 Mise à jour du vecteur de pondération

Nous souhaitons maintenant développer une équation récursive pour mettre à jour l'estimation des moindres carrés de  $\hat{\mathbf{w}}(n)$ . Pour ce faire, utilisons les équations (A.8), (A.13) et (A.17) pour exprimer l'estimation des moindres carrés du vecteur de pondération à l'itération  $n$  :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{w}}(n) &= \Phi^{-1}(n)\mathbf{z}(n) \\ &= \mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n) \\ &= \lambda\mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n)\end{aligned}\tag{A.23}$$

Substituant (A.19) pour  $\mathbf{P}(n)$  dans le premier terme de (A.23) uniquement, on obtient :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{w}}(n) &= \mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \\ &= \Phi^{-1}(n-1)\mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n)\end{aligned}\tag{A.24}$$

Finalement, en utilisant le fait que  $\mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)$  est égale au vecteur de gain  $\mathbf{k}(n)$  comme dans l'équation (A.21), nous obtenons l'équation récursive désirée pour la mise à jour du vecteur de pondération :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{w}}(n) &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\left[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1)\right] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n)\end{aligned}\tag{A.25}$$

$$\begin{aligned}\xi(n) &= d(n) - \mathbf{u}^T(n) \hat{\mathbf{w}}^*(n-1) \\ &= d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1) \mathbf{u}(n)\end{aligned}\tag{A.26}$$

est l'erreur d'estimation à priori. Le produit interne  $\hat{\mathbf{w}}^H(n-1) \mathbf{u}(n)$  représente une estimation de la réponse désirée  $d(n)$ , basée sur l'ancienne estimation des moindres carrés du vecteur de pondération faite au temps  $n-1$ .

L'erreur d'estimation à priori  $\xi(n)$  est généralement différente de l'erreur d'estimation à posteriori :

$$e(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n) \mathbf{u}(n)\tag{A.27}$$

le calcul de celui-ci implique l'estimation actuelle des moindres carrés du vecteur de pondération disponible au temps  $n$ .

En effet, nous pouvons considérer  $\xi(n)$  comme une tentative pour déterminer  $e(n)$  avant la mise à jour du vecteur. Notons toutefois que pour l'optimisation des moindres carrés qui mène à l'algorithme récursif dans l'équation (A.25), nous avons minimiser la fonction coût  $J'(n)$  basée sur  $e(n)$  et non sur  $\xi(n)$ .

### A.3.2 Résumé de l'algorithme RLS

Les équations (A.18), (A.26), (A.25) et (A.19), constituent dans cet ordre l'algorithme RLS. On peut noter qu'en particulier, (A.26) décrit l'opération de filtrage de l'algorithme, selon laquelle le filtre transverse est excité pour calculer l'erreur d'estimation à priori  $\xi(n)$ . L'équation (A.25) décrit l'opération adaptative de l'algorithme selon laquelle le vecteur de pondération est mis à jour en incrémentant son ancienne valeur d'un nombre égale au produit du conjugué complexe de l'erreur

d'estimation à priori  $\xi(n)$  et du vecteur gain  $\mathbf{k}(n)$ . Les équations (A.18) et (A.19) nous permettent de mettre à jour la valeur du vecteur gain lui-même. Une importante caractéristique de l'algorithme RLS décrite par ces équations est que l'inversion de la matrice de corrélation  $\Phi(n)$  est remplacée à chaque étape par une simple division scalaire.

L'initialisation du filtre RLS nécessite deux spécifications :

- le vecteur de pondération initial  $\hat{\mathbf{w}}^H(0)$ . On l'initialise à  $\hat{\mathbf{w}}^H(0) = 0$
- la matrice de corrélation initiale  $\Phi(0)$ . En mettant  $n = 0$  dans l'équation (A.8), nous trouvons qu'avec l'utilisation d'un pré fenêtrage, nous obtenons :  

$$\Phi(0) = \delta \mathbf{I}$$

où  $\delta$  est la paramètre de régularisation. Le paramètre  $\delta$  doit être une petite valeur pour un grand SNR et une grande valeur pour un petit SNR.

L'algorithme peut s'exécuter pas à pas selon les étapes suivantes :

- Initialisation de l'algorithme en mettant :

$$\hat{\mathbf{w}}^H(0) = 0 \text{ et } \mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$$

et  $\delta$  petite constante positive pour un grand SNR

$\delta$  grande constante positive pour un petit SNR

- À chaque temps  $n = 1, 2, \dots$  calculer :

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}$$



$$\xi(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n)$$

$$\hat{\mathbf{w}}^H(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n)$$

et

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)$$

Pour notre application qui nécessite un estimateur de canal RLS, le signal désiré  $d(n)$  est le signal à la sortie du canal (à l'entrée de notre filtre). Le signal d'entrée pour le traitement (filtrage)  $\mathbf{u}(n)$  correspond à notre séquence d'entraînement  $a(n)$  (signal connu). Ainsi, l'estimation  $\hat{\mathbf{w}}^H(n)$  fournie par l'algorithme RLS est une estimation du canal par lequel passe le signal  $a(n)$  pour devenir  $d(n)$ .

## BIBLIOGRAPHIE

Baudoin, G. & al. (2002.). *Radiocommunications numériques / 1. Principes, modélisation et simulation*. Paris: Dunod.

Baum, D.S. & al. (2000). Measurements and characterization of broadband MIMO fixed wireless channels at 2.5 GHz. Proceedings of ICPWC'2000, Hyderabad Dec. 2000.

Blaunstein, N., & Bach Andersen, J. (2002). *Multipath phenomena in cellular networks*. Boston: Artech House.

Châtelain, B. (2005). *Optimisation de filtres de mise en forme en fonction du rapport puissance crête sur puissance moyenne*. École de Technologie Supérieure.

Chen, P. (2001). *Signal Detection and Channel Estimation in Multipath Channels*. Princeton University.

Chen, R.-Y., Wang, C.-L. (1990). Optimum step size of the LMS adaptive FIR filter with inadequate length for signal estimation. Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F. Volume 137, Issue 5, Oct. 1990 Page(s): 357 – 361.

Dumais, P. (2004). *Stratégies robustes pour la multiégalisation*. École de Technologie Supérieure.

Erceg, Hari, Smith, Baum, & al. (2003). Channel models for fixed wireless applications. IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group.

Farhang-Boroujeny, B. (1998). *Adaptive filters: theory and applications*. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.

Gilloire, A., Petillon, T., Theodoridis, S. (1992). Acoustic echo cancellation using fast RLS adaptive filters with reduced complexity. Circuits and systems, 1992. ISCAS '92. Proceedings. Volume 4. 3-6 May 1992 Page(s): 2065 – 2068.

Haykin, S. S. (1984). *Introduction to adaptive filters*. New York, N. Y.: Macmillan.

Haykin, S. S. (2002). *Adaptive filter theory* (4<sup>th</sup> ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.

Jakes, W. C. (1974). *Microwave Mobile Communication*. New York, N. Y.: Wiley and sons.

Jeruchim, M. C., Balaban, P. & Shanmugan, K. S. (2000). *Simulation of communication systems: modeling, methodology, and techniques* (2<sup>nd</sup> ed.). New York: Kluwer academic/Plenum Publishers.

Proakis, J. G., Monolakis, D. G. (1996). *Digital Signal Processing: principles, algorithms, and applications* (3<sup>rd</sup> ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.

Proakis, J. G. (2001). *Digital communications* (4<sup>th</sup> ed.). New York, N.Y.: McGraw-Hill.

Qureshi, S. U. H. (1985). Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 73, Issue 9, Sept. 1985, Page(s): 1349-1387.

Rappaport, T. S. (2002) *Wireless communications: principles and practice* (2<sup>nd</sup> ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall PTR.

Rummler, W., Coutts, R. & Liniger, M. (1986). *Multipath fading channel models for microwave digital radio*. *Communications Magazine, IEEE*, 24(11), 30-42.

Sampei, S. (1997). *Applications of digital wireless technologies to global wireless communications*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall PTR.

Wu, H. (2000). *A coherent optical equalization based on channel estimation*. The University of New Brunswick.